



Universidad de Cuenca

Facultad de Ingeniería

Escuela de Electrónica y Telecomunicaciones

Sistema de medición automática de las filtraciones de la presa de Chanlud

*Trabajo de titulación previo a
la obtención del título de
Ingeniero en Electrónica y
Telecomunicaciones.*

Autor :

Milton Rodrigo Muñoz Calle C.I. 0104427638

Director :

Ing. Darwin Fabián Astudillo Salinas, Ph.D C.I. 0103907036

Cuenca - Ecuador
2017



Resumen

El objetivo del presente proyecto es el de diseñar e implementar un sistema que permita la automatización del proceso de medición del caudal de agua presente en los canales de captación de filtraciones de la presa de Chanlud Ecuador. En la actualidad este proceso es llevado a cabo de forma manual por parte del personal de la presa, y consiste en la medición del nivel del líquido que fluye a través de vertederos instalados en cada canal, para posteriormente obtener el caudal deseado por medio de cálculos matemáticos.

La propuesta consiste en automatizar el proceso de medición del nivel de agua por medio de sensores ultrasónicos capaces de proporcionar una precisión milimétrica. Para el desarrollo de este sensor se empieza por realizar una revisión del estado del arte de los métodos y técnicas de medición por ultrasonido, seguido de un análisis de las técnicas más relevantes que sean capaces de proporcionar la precisión requerida, para posteriormente proceder a realizar un informe detallado de todo el proceso de diseño del dispositivo.

Finalmente, este proyecto también incluye todo el proceso del diseño de red que permite la lectura de los sensores desarrollados y de otros tipos de sensores que se puedan desarrollar en el futuro, además de la implementación de un servidor Modbus TCP/IP que permite el almacenamiento de los datos y su acceso desde la red de monitoreo de la presa.

Palabras claves : Automatización, Caudal, Filtraciones, Nivel, Ultrasonido, Sensor, Precisión milimétrica, Modbus



Abstract

The goal of the present project is to design and implement a system that allows the automation of the process of measurement of the water flow present in the filtration channels of the Chanlud dam. At present, this process is carried out manually by the dam personnel, and consists of the measurement of the level of the liquid that flows through hydraulic weirs installed in each channel, to later obtain the desired flow through mathematical calculations.

The proposal is to automate the process of measuring the water level by means of ultrasonic sensors capable of providing a millimeter precision. For the development of this sensor, a state-of-the-art review of ultrasound measurement methods and techniques was performed, followed by an analysis of the most appropriate techniques to provide the required precision. A detailed report of the entire design process of the device was then made.

Finally, this project also includes the process of network design that allows the reading of the sensors developed and others sensors can be developed in the future, in addition to the implementation of a Modbus TCP / IP server that allows the storage of data and access from the dam monitoring network.

Keywords : Automation, Flow, Leaks, Level, Ultrasound, Sensor, Millimetric precision, Modbus





Yo Milton Rodrigo Muñoz Calle autor del trabajo de titulación “Sistema de medición automática de las filtraciones de la presa de Chanlud”, certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, 23 de Noviembre de 2017



Milton Rodrigo Muñoz Calle
010442763-8

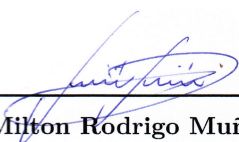




Yo Milton Rodrigo Muñoz Calle en calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales del trabajo de titulación “Sistema de medición automática de las filtraciones de la presa de Chanlud”, de conformidad con el Art. 114 del CÓDIGO ORGÁNICO DE LA ECONOMÍA SOCIAL DE LOS CONOCIMIENTOS, CREATIVIDAD E INNOVACIÓN reconozco a favor de la Universidad de Cuenca una licencia gratuita, intransferible y no exclusiva para el uso no comercial de la obra, con fines estrictamente académicos.

Asimismo, autorizo a la Universidad de Cuenca para que realice la publicación de este trabajo de titulación en el repositorio institucional, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Cuenca, 23 de Noviembre de 2017



Milton Rodrigo Muñoz Calle
010442763-8





Dedicatoria

Este trabajo está dedicado a mis padres Jaime y Lila por todo el sacrificio que realizaron por mi y mis hermanos para ayudarnos a alcanzar nuestras metas, y por todo el cariño y apoyo incondicional que me brindaron en todas las etapas de mi vida. A mis hermanos Andrea, Pablo y Mauricio por motivarme para no desfallecer cuando las cosas no salían como las había planeado. Y a mi niña Vicky quien lleno nuestras vidas de alegría desde el día en que llegó.

Milton





Agradecimientos

Al Ing. Fabian Astudillo por su valiosa asesoría a lo largo de este trabajo de titulación que permitió encauzar el desarrollo del mismo. Al todo el personal de la Red Sísmica del Austro por su apertura y apoyo, en especial al Ing. Remigio Guevara por haberme brindado su confianza y la oportunidad de participar en este proyecto. A todos mis amigos y compañeros que compartieron conmigo los fracasos, victorias, alegrías y tristezas de este largo camino para alcanzar esta maravillosa meta. A todos ustedes muchas gracias.

“La ciencia puede divertirnos y fascinarnos, pero es la ingeniería la que cambia el mundo”

–Isaac Asimov





Índice general

Resumen	III
Abstract	V
Dedicatoria	XI
Agradecimientos	XIII
Índice general	XV
Índice de figuras	XXI
Índice de tablas	XXVII
Abreviaciones y Acrónimos	XXIX
1. Introducción	1
1.1. Justificación	1
1.2. Alcance	2
1.3. Objetivos	2
1.3.1. Objetivo general	2
1.3.2. Objetivos específicos	2
2. Fundamentos teóricos	3
2.1. Instrumentos de medición	3
2.1.1. Exactitud	4
2.1.2. Precisión	4
2.1.3. Repetibilidad y reproducibilidad	6
2.1.4. Resolución	6



2.1.5. Linealidad	6
2.1.6. Sensibilidad	6
2.1.7. Sensibilidad ante perturbaciones	7
2.1.8. Zona muerta	7
2.2. Medición de caudal en canales abiertos	8
2.3. Medición de nivel	10
2.4. Ultrasonido	11
2.4.1. Transductores ultrasónicos	11
2.4.2. Efectos de la temperatura y la humedad sobre la velocidad del sonido	12
2.5. Convertidor analógico-digital	15
2.6. Filtros Digitales	17
2.6.1. Filtros <i>Finite Impulse Response</i> (FIR)	18
2.6.2. Filtros <i>Infinite Impulse Response</i> (IIR)	18
2.7. <i>Single Board Computer</i> (SBC)	19
2.8. Protocolo de comunicación Modbus	20
2.8.1. Descripción del protocolo	21
2.8.2. Modelo de datos	22
2.8.3. Códigos de función	23
2.8.4. Modbus TCP/IP	24
3. Estado del arte	27
3.1. Clasificación de los métodos de medición de distancia por ultrasonido	27
3.1.1. Método de Tiempo de Vuelo	28
3.1.2. Método de evaluación de fase	29
3.2. Técnicas de medición de distancia por ultrasonido	31
3.2.1. Medición de distancia basada en detección de umbral	31
3.2.2. Medición de distancia basada en evaluación de fase	36
3.2.3. Medición de distancia basada en detección de picos	42
3.3. Conclusiones	44
4. Análisis de las técnicas de medición por ultrasonido	45
4.1. Herramientas de software	45
4.1.1. MikroC	45
4.1.2. Proteus Design Suite	46
4.1.3. FilterPro	46



4.1.4. MATLAB	47
4.2. Análisis de la técnica <i>AM and PM Envelope Equare Wave</i> (APESW) . .	47
4.3. Análisis de la técnica de detección de pico	54
4.4. Conclusiones	56
5. Diseño del sensor de nivel ultrasónico	57
5.1. Selección de la configuración de los transductores	57
5.2. Selección de los transductores ultrasónicos	62
5.2.1. Transductores ultrasónicos de estructura cerrada	62
5.2.2. Transductores ultrasónicos tipo <i>Sealed Matching Layer</i> (SML) .	64
5.2.3. Transductores ultrasónicos de estructura abierta	65
5.3. Diseño del circuito receptor	67
5.3.1. Etapa de acoplamiento	68
5.3.2. Etapa de pre-amplificación	69
5.3.3. Etapa de filtrado	71
5.3.4. Etapa de amplificación	71
5.3.5. Etapa de acondicionamiento de la señal	71
5.4. Filtro antialiasing	73
5.5. Selección del microcontrolador	75
5.6. Determinación de la zona ciega del sensor	77
5.7. Diseño del proceso de medición de nivel	79
5.8. Diseño del algoritmo de detección de envolvente	84
5.8.1. Obtención del valor absoluto de la señal	84
5.8.2. Diseño del filtro digital paso bajo	87
5.9. Diseño del algoritmo de detección del pico máximo de la señal	93
5.9.1. Determinación de la posición del pico máximo mediante interpo- lación parabólica	95
5.10. Cálculo del TOF	98
5.11. Corrección de la velocidad del sonido	105
5.11.1. Selección del sensor de temperatura	105
5.12. Cálculo de la distancia y caudal	107
5.13. Conclusiones	112
6. Diseño de la red de comunicación	115
6.1. Estructura de la trama de datos	115
6.1.1. Mensajes de solicitud	116



6.1.2. Mensajes de respuesta	117
6.2. Diseño de la red de sensores	119
6.3. Interconexión de la red de sensores con la red de monitoreo de la presa	122
6.4. Servidor Modbus TCP/IP en la Raspberry Pi	123
6.5. Conclusiones	126
7. Resultados y discusión	127
7.1. Análisis del rendimiento del sensor de nivel y calibraciones finales.	127
7.2. Análisis de la red de sensores	134
8. Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros	137
8.1. Conclusiones	137
8.2. Recomendaciones	138
8.3. Trabajos Futuros	139
A. Ejemplos	143
A.1. Exactitud y Precisión	143
B. Filtros FIR	145
B.1. Diseño filtro FIR paso bajo	145
C. Servidor Modbus TCP/IP	151
C.1. Instalación del Servidor Modbus TCP/IP	151
C.2. Reservación de direcciones de datos	151
C.3. Inicialización del servidor	152
C.4. Actualización de datos	152
D. Esquemas y planos	155
D.1. Esquemas de los circuitos electrónicos	155
D.1.1. Esquemas de las fuentes de alimentación	155
D.1.2. Esquema del sensor de nivel ultrasónico	156
D.1.3. Esquema del dispositivo hub/splitter	157
D.1.4. Esquema del sensor de temperatura/humedad	157
D.2. PCBs	158
D.2.1. PCB del sensor de nivel ultrasónico	158
D.2.2. PCB del dispositivo hub/splitter	158
D.2.3. PCB del sensor de temperatura/humedad	159
D.3. Planos de las carcasas	160



D.3.1. Carcasa para el sensor de nivel ultrasónico	160
D.3.2. Carcasa para el dispositivo hub/splitter	161
D.3.3. Carcasa para el sensor de temperatura/humedad	162
Bibliografía	163





Índice de figuras

2.1. Relación de la precisión y exactitud con la desviación estándar y media aritmética[1]	5
2.2. Distintas combinaciones de precisión-exactitud	5
2.3. Característica de salida de un instrumento de medición [2]	7
2.4. Vertedero triangular [3]	8
2.5. Ubicación del punto de medición [3]	10
2.6. Ejemplo de medición de nivel sin contacto: Sensor ultrasónico [4]	11
2.7. Algunas aplicaciones en la escala de frecuencia acústica [5]	11
2.8. Variación de la velocidad del sonido en función de la temperatura [6] . .	13
2.9. Variación de la velocidad del sonido en función de la humedad [6]	15
2.10. Diagrama de bloques de un <i>Analog to Digital Converter</i> (ADC)	16
2.11. a)Aliasing en el dominio del tiempo b)Aliasing en el dominio de la frecuencia [7]	17
2.12. Diagramas de bloques de filtros digitales a)FIR, b)IIR	17
2.13. Raspberry Pi modelo A lanzada en 2012 [8]	19
2.14. Trama de datos utilizada en el protocolo Modbus [9]	21
2.15. Transacción Modbus libre de errores [10]	22
2.16. Transacción Modbus con respuesta de excepcion [10]	22
2.17. Estructura de una trama Modbus TCP/IP [9]	25
2.18. Construcción de una trama de datos TCP/IP-Ethernet [9]	26
3.1. Método de TOF	28
3.2. Representación en el tiempo del método de TOF [11]	29
3.3. Método de evaluación de fase	29
3.4. Diagrama de bloque de un sistema de evaluación de fase	30
3.5. Representación en el tiempo del método de evaluación de fase	30
3.6. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un tren de pulsos [12] .	31



3.7. Respuesta de Sensibilidad Relativa vs Frecuencia de un transductor ultrasónico [13]	32
3.8. Representación en el tiempo del TOF para una onda real [11]	32
3.9. Técnica de detección de umbral [11]	33
3.10. Detección de umbral para diferentes amplitudes de señal [11]	33
3.11. a) Respuesta al impulso, b) Respuesta amplitud-frecuencia [14]	34
3.12. a) Señal ultrasónica aplicada a la entrada del filtro de corrección b) Señal obtenida a la salida del filtro de corrección [14]	35
3.13. a) Respuesta del filtro de corrección para una señal de 2.3MHz b) Respuesta del filtro de corrección para una señal de 2.7MHz [14]	35
3.14. Atenuación en el frente de onda debido al retardo de inercia [15]	37
3.15. Modulación de amplitud y fase aplicado al tren de pulsos de excitación [15]	37
3.16. Efecto de ringing producido en un transductor ultrasónico [16]	38
3.17. Corrección del efecto de ringing [17]	38
3.18. Cancelación de ondas obtenido en la señal a la salida del transductor receptor [15]	39
3.19. Detectores de fase para la determinación del tiempo de propagación [15]	39
3.20. Determinación del TOF [15]	40
3.21. Determinación del tiempo de desplazamiento de fase [15]	40
3.22. Diagrama de bloque de la implementación del sistema [15]	41
3.23. Gráficas de resultados a)Linealidad b)Desviación [15]	42
3.24. Efectos de la temperatura y humedad sobre las medidas [15]	42
3.25. Detección digital de envolvente [18]	43
3.26. Diagrama de detector de pico analógico	44
4.1. Esquema del circuito electrónico del sistema de medición [15]	48
4.2. Diagrama del circuito modificado	48
4.3. Diagrama de flujo del sistema APESW	49
4.4. a) Tren de pulsos y señal de control de AM, b) Señal APESW	49
4.5. Filtro Bessel de 6to orden utilizado para simular el transductor ultrasónico	50
4.6. a) Espectro de la señal APESW, b) Espectro de la señal APESW filtrada	50
4.7. Representación en el tiempo de la señal APESW filtrada	51
4.8. Salida digitalizada del filtro paso banda	51
4.9. Señal obtenida con el osciloscopio a la salida del transductor ultrasónico	52



4.10. Comparación de la señal APESW con una señal de reloj donde se evidencia el cambio de fase	52
4.11. Medición para la estimación de cambio de fase	53
4.12. Comparación de la señal recibida con un reloj de 40KHz	53
4.13. Señal obtenida con el osciloscopio a la salida del transductor ultrasónico a) 250mm, b)275mm	55
5.1. a) Configuración pitch-catch, b) Configuración pulse-echo	58
5.2. Interferencia del ringing con la señal reflejada [19]	58
5.3. Patrón de radiación de diferentes tipos de transductores ultrasónicos a) 400ST160/400SR160 Pro-Wave Electronics, b) SRF235 Devantec [20] [21]	59
5.4. Canal de filtraciones de la presa de Chanlud	60
5.5. Ubicación del sensor con configuración pulse-echo	60
5.6. Ubicación del sensor con configuración pitch-catch	61
5.7. Transductores ultrasónicos de estructura cerrada a)328ET250 Pro-Wave Electronics, b)400EP18A Pro-Wave Electronics [20]	62
5.8. Construcción de un transductor ultrasónico de estructura cerrada [22]	63
5.9. Recomendaciones de instalación de los transductores ultrasónicos de tipo cerrado [22]	63
5.10. a) Circuito de excitación con transformador de frecuencia intermedia b) Circuito de excitación con Convertidor Boost [16]	64
5.11. Transductor ultrasónico SML [20]	64
5.12. Construcción de un transductor ultrasónico SML [22]	65
5.13. Transductor ultrasónico de estructura abierta [20]	65
5.14. Construcción de un transductor ultrasónico de estructura abierta [22]	66
5.15. Circuito de excitación de transductor de estructura abierta [22]	66
5.16. Etapas del circuito receptor	67
5.17. Circuito de acoplamiento	68
5.18. Circuito de pre-amplificación	69
5.19. a) Filtro paso banda $F_c=40\text{KHz}$, $B_w=5\text{KHz}$ diseñado con FilterPro b)Filtro paso banda $F_c=40\text{KHz}$, $B_w=5\text{KHz}$ aproximado con componen- tes con valores comerciales	72
5.20. Amplificador inversor con ganancia variable	72
5.21. Circuito de acondicionamiento de señal	73
5.22. Respuesta en frecuencia de un Filtro antialiasing [23]	74
5.23. Filtro antialiasing	75



5.24. a) Propagación multitrayecto de ondas ultrasónicas b) Representación en el tiempo de ondas ultrasónicas con diferentes trayectorias	78
5.25. Rango de medición del sensor de distancia	79
5.26. Determinación del TOF utilizando la técnica de detección de pico	80
5.27. Tiempo total de muestreo del rango de medición	81
5.28. Optimización del proceso de medición utilizando la técnica de detección de pico	82
5.29. Representación del proceso de medición	83
5.30. Determinación del tiempo T2	83
5.31. Diagrama de bloques del detector de envolvente	84
5.32. DAC R-2R	84
5.33. Señal muestreada reconstruida por el DAC	85
5.34. Diagrama de flujo del algoritmo de determinación del valor absoluto de la señal muestreada	86
5.35. Valor absoluto de la señal reconstruido por el DAC	86
5.36. Determinación del periodo de la envolvente de la señal	90
5.37. a) Reconstrucción de la envolvente obtenida por el filtro paso bajo b) Superposición de la envolvente obtenida con el valor absoluto de la señal muestreada	91
5.38. Diagrama de flujo del algoritmo de detección de envolvente	92
5.39. Diagrama de flujo del algoritmo de detección de envolvente	93
5.40. Aproximación polinomial de la envolvente de la señal	94
5.41. Interpolación parabólica de la envolvente de la señal	96
5.42. Diagrama de flujo del algoritmo de detección de la posición del pico máximo de la envolvente de la señal	97
5.43. Comprobación del funcionamiento del algoritmo de detección de pico.	98
5.44. Diagrama de flujo del algoritmo para una secuencia de medición de Tp	99
5.45. Gráfica de 200 secuencias de medición de Tp	100
5.46. Señal ultrasónica muestreada a) Distancia=275mm, b) Distancia=255mm	101
5.47. Resultados de 200 secuencias de medición de Tp promedio	102
5.48. Diagrama de flujo del algoritmo de detección de Tp mediante ajuste de distribución estándar	103
5.49. Resultados de 200 secuencias de medición de Tp con ajuste de distribución estándar	104
5.50. Sensor de temperatura DS18B20 tipo sonda impermeable	106
5.51. Conexión del sensor DS18B20	106



5.52. Diagrama de flujo del algoritmo para el cálculo de la velocidad del sonido en función de la temperatura	107
5.53. Diagrama de flujo del algoritmo para el cálculo de la distancia	108
5.54. Resultados de 200 secuencias de medición de distancia	109
5.55. Diagrama de flujo del algoritmo definitivo para el cálculo de la distancia	110
5.56. Resultados de 50 secuencias de medición de distancia	111
5.57. Rango de medición del sensor de distancia	112
6.1. Trama de datos utilizada en la comunicación Maestro/Eslavos	115
6.2. Ejemplos de mensajes de solicitud	117
6.3. Ejemplos de mensajes de respuesta	119
6.4. Señales simétricas a través de dos hilos [24]	119
6.5. Forma de onda de señales con ajuste incorrecto y correcto [25]	120
6.6. Sensores conectados en topología de red de tipo árbol	121
6.7. Diseño completo de la red de comunicación	123
7.1. Maqueta de pruebas del sensor de nivel	128
7.2. Distancia=260mm, Temperatura=22°C	128
7.3. Análisis de reproducibilidad del sistema de medición	129
7.4. Análisis de linealidad del sistema de medición	130
7.5. Reducción del error máximo al cambiar el filtro de detección de envolvente	131
7.6. Fluctuación de la amplitud de las envolventes de las señales muestreadas a 275mm	132
7.7. Gráficas de error en la medición para distintas longitudes del intervalo de interpolación	132
7.8. Prueba del algoritmo de corrección de error a 20°C	133
7.9. Prueba de algoritmo de corrección de error a 16°C	134
7.10. Montaje de los dispositivos de la red de sensores	135
7.11. Mensajes de confirmación de lectura y almacenamiento de los datos de los sensores	136
7.12. Interfaz de usuario del cliente Modbus TCP/IP	136
8.1. Sistema propuesto para el diseño de un sistema de medición combinando las técnicas de detección de umbral y detección de pico	140
A.1. Reloj analógico [26]	143
A.2. Reloj digital [27]	144



B.1. Reconstrucción de la envolvente obtenida por el filtro FIR paso-bajo . .	147
B.2. Reconstrucción de la envolvente obtenida por el filtro FIR paso bajo con ventana de Hamming	149
D.1. Fuentes de alimentación de +5V, -5V y 3.3V	155
D.2. Sensor de nivel ultrasónico	156
D.3. Dispositivo hub/splitter	157
D.4. Sensor de temperatura/humedad	157
D.5. Vista superior e inferior del PCB del sensor de nivel ultrasónico	158
D.6. Vista superior e inferior del PCB del dispositivo hub/splitter	158
D.7. Vista superior e inferior del PCB del sensor de temperatura/humedad .	159



Índice de tablas

2.1. Valores de coeficiente C^l para distintos ángulos [3]	9
2.2. Tabla de datos del protocolo Modbus [10]	23
2.3. Códigos de función públicos del protocolo Modbus [28]	24
4.1. Medición para la estimación del cambio de fase	53
5.1. Tabla comparativa de distintos tipos de Microcontroladores	75
5.2. Análisis de las mediciones de Tp	100
5.3. Análisis de las mediciones de Tp promedio	102
5.4. Análisis de las mediciones de Tp con ajuste de distribución estándar . .	104
5.5. Análisis de las mediciones de distancia	109
5.6. Análisis de las mediciones de distancia	111
6.1. Funciones disponibles para el sensor de nivel	116
6.2. Registros del sensor de nivel	117
6.3. Códigos de error del dispositivo esclavo	118
6.4. Organización de datos en la tabla de Registros de Retención	125





Abreviaciones y Acrónimos

ADC *Analog to Digital Converter*. [15](#), [16](#), [32](#), [43](#), [71](#), [73](#), [75](#), [76](#), [80](#), [81](#)

ADU *Application Data Unit*. [21](#), [24](#), [25](#)

APESW *AM and PM Envelope Equare Wave*. [36](#), [37](#), [45](#), [47](#), [48](#), [50–52](#), [54](#), [56](#), [66](#)

ASCII *American Standard Code for Information Interchange*. [123](#)

CAD *Computer-Aided Design*. [52](#)

CMOS *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*. [66](#)

CPLD *Complex Programmable Logic Device*. [47](#)

DAC *Digital to Analogue Converter*. [84](#), [91](#)

DSP *Digital Signal Processor*. [17](#), [43](#)

FIR *Finite Impulse Response*. [17](#), [18](#), [87](#), [130](#), [145](#), [147](#)

FS *Full Scale*. [4](#), [6](#), [132](#)

GBW *Gain–Bandwidth*. [113](#)

HMI *Human Machine Interface*. [122](#), [123](#)

HPBW *Half Power Beam Width*. [59](#)

IIR *Infinite Impulse Response*. [17–19](#), [87](#), [90](#), [113](#), [130](#), [145](#), [147](#), [148](#)

IP *Internet Protocol*. [24](#), [26](#), [135](#), [152](#)

LED *Light-Emitting Diode*. [122](#)

MBAP *Modbus Application Protocol*. [25](#)

PC *Personal Computer*. [17](#), [135](#)

PCB *Printed Circuit Board*. [2](#), [46](#), [63](#)

PDU *Protocol Data Unit*. [21](#), [24](#)

PIC *Peripheral Interface Controller*. [45–47](#), [50](#), [51](#)



PLC *Programmable Logic Controller*. [126](#)

PLL *Phase-Locked Loop*. [76](#)

RTU *Remote Terminal Unit*. [21](#), [24](#), [25](#), [123](#)

SBC *Single Board Computer*. [19](#), [20](#), [122](#)

SCADA *Supervisory Control And Data Acquisition*. [21](#)

SML *Sealed Matching Layer*. [62](#), [64](#), [65](#), [112](#)

SNR *Signal-to-Noise Ratio*. [113](#)

SSH *Secure Shell*. [123](#)

TCP *Transmission Control Protocol*. [24–26](#), [123](#)

TOF *Time Of Flight*. [27–29](#), [31–33](#), [36](#), [39](#), [42](#), [44](#), [45](#), [56](#), [79–81](#), [84](#), [94](#), [107](#), [118](#), [139](#)

UART *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*. [93](#), [117](#), [121](#), [153](#)

UDP *User Datagram Protocol*. [123](#)



Capítulo 1

Introducción

1.1. Justificación

En octubre del 2013, la empresa Electro Generadora del Austro (ELECAUSTRO) y la Universidad de Cuenca, a través de la Red Sísmica del Austro (RSA), firmaron el “CONVENIO DE COOPERACION INTERINSTITUCIONAL ENTRE LA EMPRESAS ELECTROGENERADORA DEL AUSTRO-ELECAUSTRO Y LA UNIVERSIDAD CUENCA PARA LA OPERACIÓN Y MANTENIMIENTO DE LAS RED SÍSMICA DE LA SUBCUENCA DEL RIO MACHÁNGARA”, con la finalidad de monitorear la actividad sísmica en la zona en donde se emplazan las presas de Chanlud y Labrado.

Luego de múltiples visitas de observación a los lugares donde se ubican los instrumentos de medición de las presas, por parte del personal técnico de ELECAUSTRO y la RSA, se contempló la necesidad de automatizar los procesos de registros de lecturas de estos instrumentos, que al momento están siendo llevados de forma manual. Se consideró que estas labores de automatización deben ser tratadas como complementarias a las actividades actuales que la RSA viene realizando en el complejo hidroeléctrico Chanlud/Labrado.

Parte de estas labores de automatización consiste en el registro de los niveles de agua en los canales de acumulación de filtraciones, para la determinación del caudal a partir de aproximaciones matemáticas. Actualmente este proceso es realizado de forma manual y consiste en la medición del nivel de agua sobre el punto más bajo de la



escotadura de un vertedero hidráulico de tipo triangular.

1.2. Alcance

Este proyecto de titulación tiene como finalidad implementar un sistema de telemetría basado en sensores ultrasónicos para la determinación del nivel de agua en los canales de acumulación de filtraciones. El sistema propuesto debe de tener un alto grado de confiabilidad en términos de precisión y exactitud para una correcta estimación y aproximación matemática del caudal deseado. Para esto se realizará un estudio de los métodos y técnicas más comunes para la determinación de la distancia mediante el uso de señales ultrasónicas, también se considerarán las condiciones del lugar de instalación para una adecuada selección de los materiales y diseño del sensor. El sistema también incluye un diseño de red basado en el estándar RS485 que permite una comunicación fiable entre los distintos dispositivos conectados a la red, además de un servidor con protocolo Modbus TCP/IP que se encargará de almacenar los datos provistos por los sensores para que puedan ser accedidos desde la red de monitoreo de la presa. El diseño completo del sistema incluye los circuitos electrónicos, los *Printed Circuit Board* (PCB) y el software de cada uno de los dispositivos electrónicos y el servidor [29].

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema ultrasónico para la medición del caudal producido en los canales de acumulación de filtraciones de la presa de Chanlud.

1.3.2. Objetivos específicos

- Diseñar y construir un telémetro ultrasónico de precisión milimétrica.
- Implementar un sistema de comunicación basado en el protocolo RS-485.
- Implementar un concentrador principal para la conexión de múltiples sensores y su interconexión con la red de monitoreo de la presa mediante protocolo MODBUS TCP/IP.



Capítulo 2

Fundamentos teóricos

En este capítulo se realiza una recopilación de los fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo del sistema de medición de caudal. Se empieza con una explicación de las características de los instrumentos de medición, para luego realizar una breve revisión de las técnicas de medición de caudal, así como también algunos de los fenómenos físicos que se deben considerar para obtener la precisión requerida. Finalmente se realiza un análisis de las tecnologías que se utilizarán en el desarrollo del sensor electrónico y de la red de datos.

2.1. Instrumentos de medición

El criterio de selección de un instrumento adecuado de medición para un determinado sistema, depende de las especificaciones requeridas, éstas son el rango de medición, la precisión, la resolución y la sensibilidad. También es esencial conocer las condiciones ambientales al que estará expuesto el instrumento, lo que servirá como criterio para descartar aquellos que no puedan cumplir con la tarea de medición requerida. En lo posible el instrumento de medida escogido debe ser lo menos sensible posible al entorno operativo, es decir, que sea inmune a perturbaciones externas durante el proceso de medición [30].

Las especificaciones requeridas por el sistema están relacionadas con las características estáticas de los instrumentos de medición, generalmente cuanto mejor sean estas características mayor será el costo del instrumento, por lo que su elección se realizará especificando las características mínimas requeridas. A continuación se hará un repaso

de las características más importantes para conocer mejor que implica cada una de ellas.

2.1.1. Exactitud

La exactitud de un instrumento de medición es la proximidad entre su resultado de salida y el valor verdadero. En la práctica resulta más conveniente citar el valor de la incertidumbre de exactitud (margen de error) que el propio valor de exactitud del instrumento, de esta forma, la inexactitud de medición es la medida en la que una lectura puede ser incorrecta y se expresa como un porcentaje de la lectura *Full Scale* (FS) del instrumento.

2.1.2. Precisión

La precisión hace referencia al grado de dispersión de los valores obtenidos de múltiples mediciones de una misma magnitud, mientras menor sea esta dispersión mayor será la precisión. Generalmente la precisión puede expresarse en términos de la desviación estándar de un conjunto de datos a partir de la media aritmética, donde una menor precisión refleja una mayor desviación estándar. En la Ecuación 2.1 se observa la fórmula general para la obtención de la desviación estándar de una distribución de datos, donde μ es la media aritmética y x_i es el valor de la i -ésima muestra.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (2.1)$$

A partir de esta fórmula se puede deducir que la *exactitud* del sistema de medición es la diferencia existente entre el valor real de la medición y la media aritmética de la distribución de datos, en tanto que la *precisión* es la dispersión de los valores medidos en torno a la media aritmética. En la Figura 2.1 se puede observar la relación descrita.

A menudo la precisión es confundida con la exactitud al considerarlas sinónimas, sin embargo, se tratan de dos términos distintos que pueden ser excluyentes uno del otro, por lo que tener una alta precisión no siempre implica tener una alta exactitud, un ejemplo de esta diferencia se desarrolla en la Sección A.1 del Apéndice A. Un sistema de medición puede tener hasta 4 tipos de combinaciones de parámetros de exactitud y precisión:

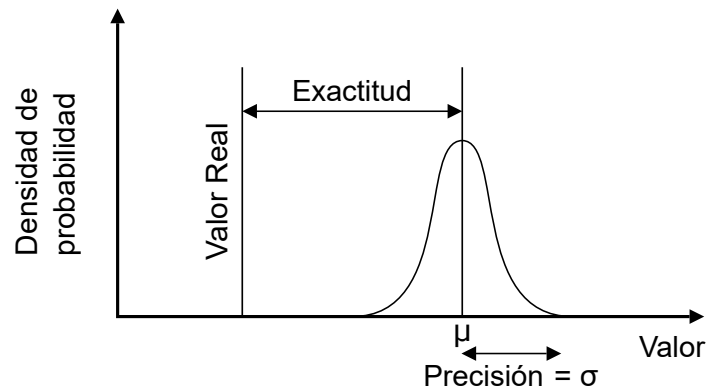


Figura 2.1: Relación de la precisión y exactitud con la desviación estándar y media aritmética[1]

- **Inexacto con baja precisión:** Cuando las mediciones están muy dispersas y muy lejanas del valor real, Figura 2.2.a
- **Inexacto con alta precisión:** Cuando las mediciones están muy agrupadas pero lejos del valor real, Figura 2.2.b.
- **Exacto con baja precisión:** Cuando las mediciones están muy cerca de su valor real pero están muy dispersas unas de otras, Figura 2.2.c
- **Exacto con alta precisión:** Cuando las mediciones están muy próximas y muy cerca del valor real, Figura 2.2.c

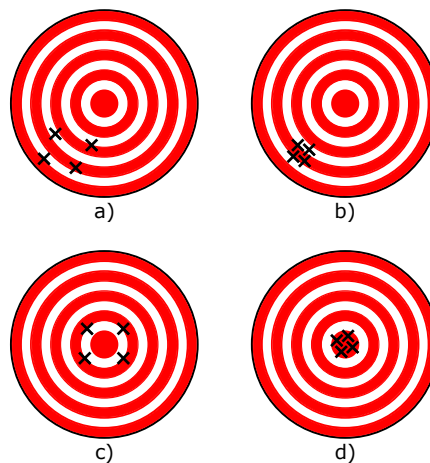


Figura 2.2: Distintas combinaciones de precisión-exactitud

2.1.3. Repetibilidad y reproducibilidad

La *repetibilidad* es la capacidad de un instrumento de medición de obtener una lectura aproximada en diferentes mediciones bajo las mismas condiciones operativas. La *reproducibilidad* describe la proximidad de las lecturas de salida para la misma entrada pero ante diferentes condiciones operativas.

Por lo tanto, se puede decir que ambos términos describen la dispersión de lecturas de salida para una misma entrada, utilizándose el término de repetibilidad cuando las condiciones de medición son constantes y reproducibilidad cuando las condiciones varían [31].

2.1.4. Resolución

La resolución de un instrumento de medición es la mínima variación de la lectura que puede ser observable con certeza por dicho instrumento. Al igual que la exactitud la resolución a veces es expresada en términos porcentuales del FS ó a veces en términos de valor absoluto. No siempre una mayor resolución garantiza una mejor precisión, ni una menor resolución garantiza una mayor repetibilidad, sin embargo elevados niveles de resolución y repetibilidad, combinados con una correcta cuantificación de las fuentes de error, pueden garantizar una adecuada precisión [30].

2.1.5. Linealidad

La linealidad es la capacidad de un instrumento de dar una lectura de salida linealmente proporcional a la cantidad medida, esto significa que debería ser posible trazar una línea recta que relacione cada valor medido con la lectura de salida [30]. La Figura 2.3 muestra un resultado típico de un proceso de medición, donde las X marcadas representan los resultados proporcionados por un sistema de medición comparados con los resultados esperados.

2.1.6. Sensibilidad

La sensibilidad es una medida del cambio en la salida del instrumento que ocurre cuando la cantidad que se mide cambia en una cantidad dada, esta relación está dada por la Ecuación 2.2. Por lo tanto la sensibilidad de la medición es la pendiente de la

recta de la Figura 2.3.

$$\frac{\text{Deflexión de escala}}{\text{Valor de la medida que produce deflexión}} \quad (2.2)$$

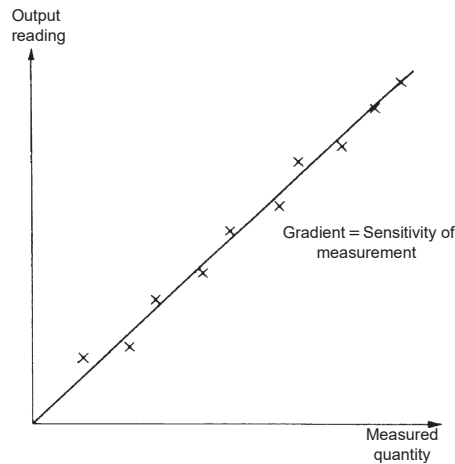


Figura 2.3: Característica de salida de un instrumento de medición [2]

2.1.7. Sensibilidad ante perturbaciones

Todas las características estáticas de un instrumento de medición ofrecidas por un fabricante son obtenidas bajo condiciones normales y controladas. Usualmente estas condiciones ambientales son descritas en las especificaciones del instrumento. Si estas condiciones cambian, las características ofrecidas pueden verse afectadas de dos maneras:

Desvío de cero: Describe el efecto en el que la lectura cero de un instrumento es modificada por el cambio en las condiciones ambientales, lo que produce un error constante en toda la gama de medición del instrumento.

Desvío de sensibilidad: Describe el efecto de la variación de la sensibilidad de un instrumento producido por el cambio en las condiciones ambientales [30] [2].

2.1.8. Zona muerta

Es el rango en el que no se produce ninguna variación en la lectura de salida de un instrumento de medición[2].

2.2. Medición de caudal en canales abiertos

En hidráulica, el caudal (Q) se define como el volumen (V) de líquido que fluye a través de una sección dada de una tubería o canal por unidad de tiempo (t).

$$Q = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.3)$$

Un canal abierto es una estructura que permite fluir un líquido dentro de un conducto con superficie libre, esto incluye tuberías parcialmente llenas, canales, arroyos y ríos. El método más práctico para la medición del caudal en canales abiertos es mediante la utilización de estructuras hidráulicas llamadas vertederos [32].

Los vertederos son estructuras de desbordamiento que se extienden a través de un canal abierto cuya función es alterar las características del flujo del canal, lo cual permite la medición del caudal del flujo de agua. Actúan forzando al agua a fluir a través de una escotadura ¹, para luego estimar su caudal en función del nivel alcanzado con la ayuda de ecuaciones que permiten una exactitud relativamente alta (de aproximadamente 98 %) [33].

Los vertederos más utilizados son los de tipo triangular, puesto que permiten obtener medidas muy exactas por lo que son recomendables para la medición de caudales pequeños. Consisten en una escotadura vertical en forma de V ubicada en la parte superior de una placa delgada, que se coloca de forma perpendicular al flujo [33] [3].

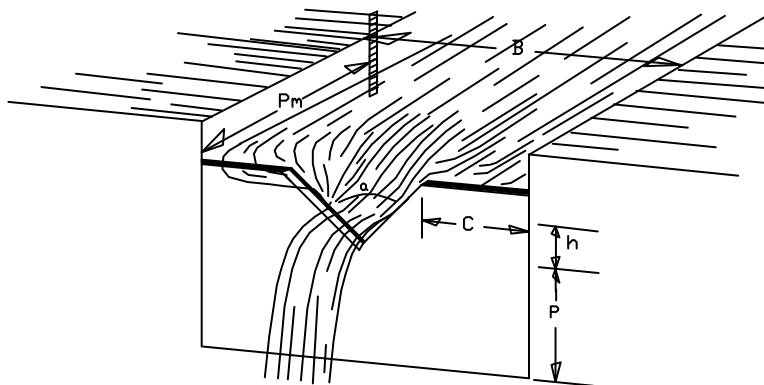


Figura 2.4: Vertedero triangular [3]

Los vertederos triangulares más comunes presentan una escotadura de 90° y son

¹Corte geométrico en el borde superior del vertedero

utilizados para la medición de grandes caudales, los de 45° y 60° son utilizados para la medición de caudales medianos en tanto que los vertederos con escotadura de entre $22,5^\circ$ y 30° son utilizados para la medición de caudales muy pequeños. Para todos los casos, la bisectriz del ángulo de la escotadura siempre debe estar centrada con respecto al flujo del canal.

Su rango de medición está entre $0,252l/seg$ para un vertedero de $22,5^\circ$ con $61mm$ de alto, y $400,4l/seg$ para un vertedero de 90° con $610mm$ de altura. En el campo, y bajo condiciones ideales de instalación, estos vertederos tienen un margen de error de 2 a 5 % [3].

La ecuación para el cálculo del caudal para este tipo de vertederos es la siguiente:

$$Q = C_d * \left(\frac{8}{15} \right) * \sqrt{2g} * \tan \left(\frac{\theta}{2} \right) * h^{5/2} \quad (2.4)$$

Donde Q es el caudal en metros cúbicos por segundo, C_d es un coeficiente de descarga, g es la constante gravitacional en m/s^2 , θ es el ángulo de la escotadura y h es la altura del líquido que fluye sobre el vertedero en metros.

Si el valor del ángulo es exacto, la Ecuación 2.4 se puede reescribir como:

$$Q = C^l * h^{5/2} \quad (2.5)$$

Donde C^l es un coeficiente cuyo valor depende del ángulo del vertedero. En la Tabla 2.1 se puede observar algunos valores de C^l para determinados ángulos.

Ángulo del vertedero	Valor del coeficiente C^l	
	Sistema métrico	
Grados	$m^3/día$	l/seg
22.5	23668	273.94
30	32192	372.6
45	49289	570.5
60	68719	795.4
90	119052	1377.9

Tabla 2.1: Valores de coeficiente C^l para distintos ángulos [3]

Para una correcta determinación del caudal, es necesario que el punto de medición se sitúe a una distancia igual a 4 ó 5 veces la altura máxima alcanzada por el líquido sobre el vertedero como se observa en la Figura 2.5 [34].

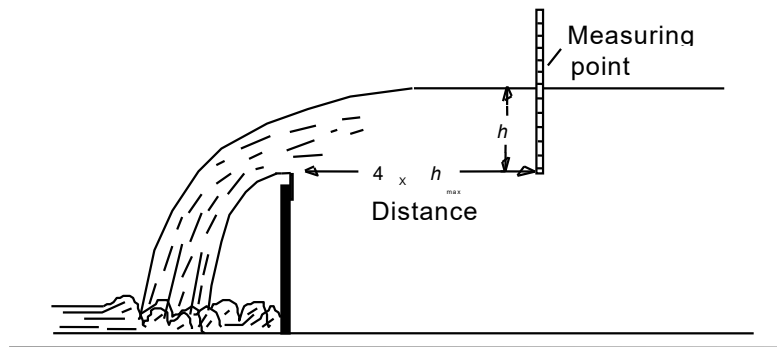


Figura 2.5: Ubicación del punto de medición [3]

2.3. Medición de nivel

La medición de nivel se puede definir como *"la determinación de la posición de la interface entre dos medios"* [35], habitualmente fluidos, como pueden ser dos líquidos, dos gases, o un líquido y un gas. Su unidad de medida normalizada en el Sistema Internacional es el metro (m), aunque es común en la industria utilizar unidades como pies (*ft*), pulgadas (*in*), centímetros (*cm*) o milímetros (*mm*).

Existen varias tecnologías disponibles para la medición del nivel, por lo que su selección dependerá de las condiciones de aplicación, las restricciones de instalación y la capacidad tecnológica requerida. Estas tecnologías pueden clasificarse por sus métodos de medición en directos, indirectos, con contacto y sin contacto, siendo esta última la que se utilizó para el desarrollo del sistema de medición requerido.

La medición de nivel sin contacto se utiliza en condiciones en las cuales no es posible un contacto directo entre el instrumento de medición y el fluido, ya sea para medir sustancias corrosivas que puedan estropear cualquier otro tipo de medidor, o para evitar posibles interferencias con el nivel medido. Su funcionamiento se basa en determinar la distancia mediante el análisis del comportamiento de ondas de luz, de sonido o electromagnéticas, que viajan desde un emisor hasta un receptor tras reflejarse en la superficie del fluido. En la Figura 2.6 se puede observar un ejemplo de un sistema de medición de nivel sin contacto.

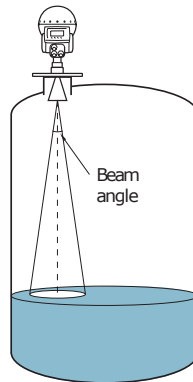


Figura 2.6: Ejemplo de medición de nivel sin contacto: Sensor ultrasónico [4]

2.4. Ultrasonido

Los ultrasonidos son ondas vibratorias que se propagan a través de sólidos, líquidos y gases a frecuencias superiores al límite perceptible por el oído humano (20KHz), en la Figura 2.7 se puede observar diferentes ejemplos de aplicaciones de ultrasonidos en determinados rangos de la escala de frecuencia acústica [5].

Espectroscopía de alta resolución en sólidos	$\sim 100\text{GHz}$	$\sim 10^3\text{GHz (1THz)}$
Microscopía acústica criogénica	$\sim 5\text{GHz}$	
Análisis no destructivo	$0.1\text{-}5\text{GHz}$	
Imágenes médicas	$2\text{-}7\text{MHz}$	$\sim 500\text{MHz}$
Limpieza ultrasónica	$20\text{-}40\text{KHz}$	
Soldadura ultrasónica	$\sim 20\text{KHz}$	
Sonar	$\sim 10^2\text{Hz}\text{-}10^6\text{Hz}$	$\sim 20\text{kHz}$
		$\sim 15\text{Hz}$

Figura 2.7: Algunas aplicaciones en la escala de frecuencia acústica [5]

2.4.1. Transductores ultrasónicos

Las señales ultrasónicas son generadas y detectadas utilizando dispositivos llamados transductores. Por definición un transductor es un dispositivo que transforma un tipo de energía en otra. En el caso de un transductor ultrasónico, la energía eléctrica se

transforma en energía mecánica (que genera ondas ultrasónicas que se propagan a través de un medio) y viceversa [5].

Los transductores ultrasónicos pueden ser fabricados a partir de materiales piezoeléctricos, magnetostrictivos, electromagnéticos, capacitivos y electrostáticos; siendo los piezoeléctricos los más utilizados [5].

2.4.2. Efectos de la temperatura y la humedad sobre la velocidad del sonido

Al utilizar sistemas de medición por ultrasonido es necesario compensar los efectos de la temperatura y de la humedad, puesto que a diferencia de la velocidad de la luz, la velocidad del sonido no es constante, sino que varía en función de las características físicas del medio de propagación por el que se desplaza.

Para encontrar las ecuaciones que permitan compensar la velocidad del sonido se debe partir de la expresión teórica para la velocidad en un gas ideal:

$$v = \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}} \quad (2.6)$$

Donde P es la presión atmosférica, ρ es la densidad del gas y γ el coeficiente de dilatación adiabática a presión y volumen constante [6]. El coeficiente γ depende del número de grados de libertad de la molécula de gas, la cual es 1,4 para la molécula de aire. Aplicando la ecuación de los gases ideales $PV = RT$ [36], y la definición de densidad $\rho = M/V$, la Ecuación 2.6 puede ser reescrita como:

$$v = \sqrt{\frac{1,4RT}{M}} \quad (2.7)$$

Donde R es la constante universal de los gases, M el peso molecular promedio del gas a nivel del mar, y T la temperatura absoluta en kelvin. La Ecuación 2.7 revela la dependencia de la velocidad del sonido a la temperatura y su independencia de la presión atmosférica, esto debido a que un aumento en la presión da como resultado un aumento igual de densidad, por lo que se puede decir que no existe un cambio en la velocidad del sonido producido por un cambio en la presión, siempre y cuando la temperatura se mantenga constante.

Debido a que R y M son constantes, se puede expresar la dependencia de la velocidad del sonido de la temperatura con la Ecuación 2.8.

$$V_0 \sqrt{\frac{T}{273}} \quad (2.8)$$

Donde T es la temperatura en kelvin y V_0 la velocidad del sonido a 0°C , por lo que se puede decir que la velocidad del sonido aumenta a razón de la raíz cuadrada de la temperatura absoluta. Aplicando la conversión de kelvin a grados centígrados y reemplazando el valor de V_0 se obtiene la Ecuación 2.9, la cual es la ecuación para la compensación de la velocidad del sonido en función de la temperatura en grados centígrados. En la Figura 2.8 se observa la gráfica de esta ecuación, en donde se indica que una variación de 1°C produce una variación aproximada de 0,18 % en la velocidad del sonido [6]. .

$$v = 331,45 * \sqrt{1 + \frac{t}{273}} \quad (2.9)$$

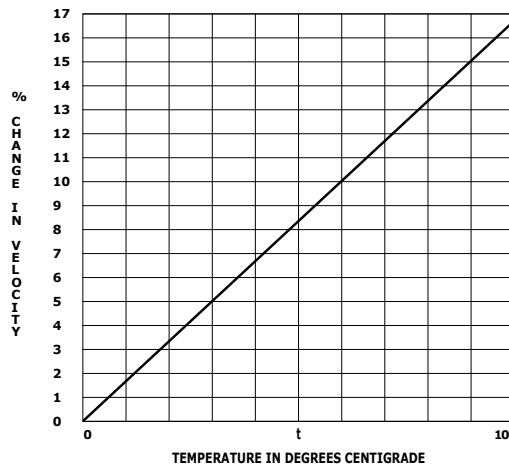


Figura 2.8: Variación de la velocidad del sonido en función de la temperatura [6]

Para la obtención de la Ecuación 2.9, se considera un ambiente con aire seco, por lo que es importante analizar los posibles efectos de la humedad en la velocidad del sonido. Por un lado, se sabe que la humedad reduce la densidad del aire [36], por lo que al considerar la Ecuación 2.6 se espera un aumento en la velocidad del sonido, pero por otro lado se sabe también que la humedad reduce el coeficiente de dilatación adiabática γ , por lo que también se espera una reducción de la velocidad del sonido. Sin embargo,

se tiene que la reducción de la densidad es el factor dominante, por lo que se puede decir que la velocidad del sonido se incrementa con el aumento de la humedad, aunque en menor proporción si se la compara con el efecto de la temperatura [6].

El proceso de obtención de una ecuación que permita compensar los efectos de la humedad sobre la velocidad del sonido es mucho más complejo que el anterior, esto debido a que el coeficiente de dilatación adiabática γ depende de la complejidad de la molécula de gas, la cual en humedad está compuesta por moléculas de oxígeno, hidrógeno, nitrógeno y argón, por lo que γ_ω es expresada como [36]:

$$\gamma_\omega = \frac{7 + h}{5 + h} \quad (2.10)$$

Donde h define la fracción de moléculas que son agua. Por otro lado se tiene que el peso molecular M disminuye con la humedad añadida, por lo que primero se debe obtener el peso molecular del aire seco para después restar el peso molecular promedio del agua. Considerando que el aire seco está mayoritariamente constituido por un 78 % de nitrógeno ($M=28$), 21 % de oxígeno ($M=32$) y 1 % de argón ($M=40$), se tiene que el peso molecular promedio del aire con humedad está dado por la ecuación 2.11 [6].

$$M_\omega = 29 - 11h \quad (2.11)$$

La fracción de moléculas de h en las Ecuaciones 2.10 y 2.11, pueden derivarse de la humedad relativa (RH) expresada de forma porcentual mediante la Ecuación 2.12 [36].

$$h = \frac{0,01RH * e(t)}{p} \quad (2.12)$$

Donde p es la presión atmosférica ambiente de $1,013 \times 10^5 Pa$, y $e(t)$ es la presión de vapor de agua a temperatura t . Dado que la constante universal de los gases R y la temperatura T de la Ecuación 2.7 siguen siendo las mismas en el aire húmedo y seco, la relación del factor de corrección de la velocidad del sonido en aire húmedo CF_h es:

$$CF_h = 4,5513 \sqrt{\frac{\gamma_h}{M_h}} \quad (2.13)$$

La cual puede utilizarse para ajustar la velocidad del sonido mediante la siguiente

ecuación [6]:

$$v_h = v * (CF_h - 100) \quad (2.14)$$

Donde v_h es la velocidad del sonido en función de la humedad relativa, y v es la velocidad del sonido calculada con la Ecuación 2.9. En la Figura 2.9 se puede observar la gráfica del porcentaje de variación de la velocidad del sonido en función de la humedad, para algunas temperaturas dadas.

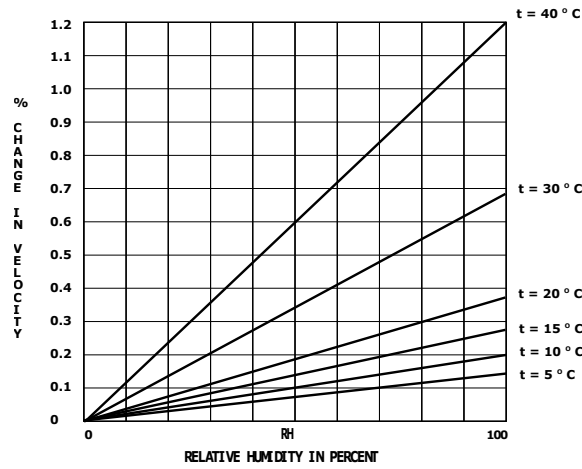


Figura 2.9: Variación de la velocidad del sonido en función de la humedad [6]

2.5. Convertidor analógico-digital

Para analizar y utilizar las señales obtenidas de un sensor analógico es necesario digitalizarlas previamente mediante el uso de un ADC. La función de estos convertidores es la de convertir cantidades analógicas, que son características de la mayoría de los fenómenos en el “mundo real”, a cantidades digitales, para ser utilizadas en procesamiento de información, transmisión de datos, sistemas de control, etc. Este proceso de conversión requiere de dos etapas: muestreo y cuantificación, aunque esta última puede incluir también una etapa llamada codificación como puede verse en la Figura 2.10 [7].

La etapa de cuantificación y codificación consiste en asignar a cada valor obtenido de la etapa de muestreo un valor discreto preestablecido según el código binario. El número de dígitos binarios que representa la cantidad digital determina la resolución del ADC en una relación expresada mediante la Ecuación 2.15, donde V_{IFS} es el rango

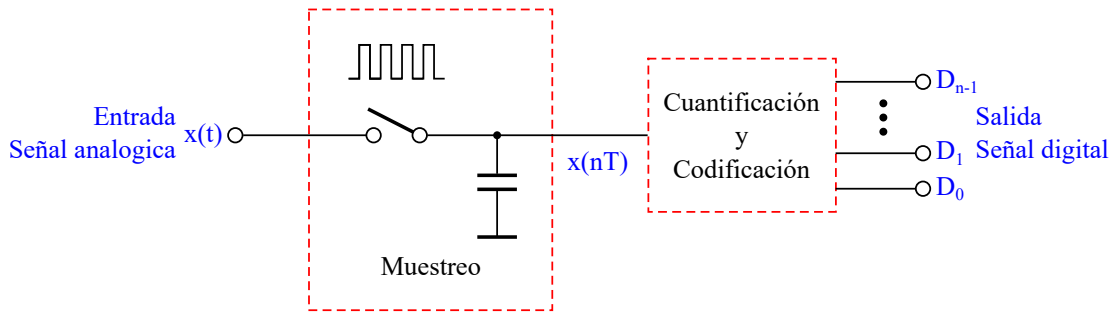


Figura 2.10: Diagrama de bloques de un ADC

de lectura del ADC y n el número de bits del mismo.

$$Resolución = \frac{V_{IFS}}{2^n - 1} \quad (2.15)$$

La etapa de muestreo consiste en un circuito de muestreo y retención de primer orden, el cual consta de un interruptor accionado por un reloj que permite cargar un condensador de retención. De esta forma cada vez que el interruptor se cierra, carga el condensador con el voltaje actual de la señal analógica, para después cuando se abra, permitir realizar la conversión de la tensión almacenada en el condensador; por lo que se puede decir que la máxima frecuencia de muestreo de un ADC está limitado por el *jitter*² de apertura del interruptor, el ancho de banda y distorsión de la señal analógica, así como también la capacitancia del condensador de retención [7] [37].

Por otro lado la mínima frecuencia de muestreo de una señal analógica está determinada por el Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon también conocido como Teorema de Nyquist, el cual establece que para poder reconstruir una señal sin pérdida de información, la frecuencia de muestreo debe ser por lo menos el doble de la frecuencia más alta contenida en la señal.

Si la frecuencia de muestreo es menor que el doble de la máxima frecuencia de la señal analógica, se producirá un fenómeno conocido como *aliasing*, en el cual una señal de una determinada frecuencia es erróneamente interpretada como una señal de mas baja frecuencia. En la Figura 2.11 se muestra el efecto producido al muestrear una señal sinusoidal a una frecuencia menor que la frecuencia de Nyquist; se observa que el patrón de muestreo produce una señal de alias con frecuencia igual a $f_s - f_a$ [7].

²Desviación no deseada de una señal periódica del momento ideal

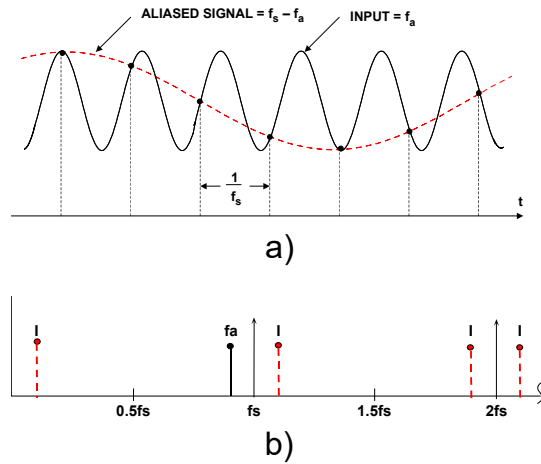


Figura 2.11: a) Aliasing en el dominio del tiempo
b) Aliasing en el dominio de la frecuencia [7]

2.6. Filtros Digitales

En el procesamiento de señales la función de los filtros es la de remover partes no deseadas de la señal, tales como ruido aleatorio o componentes que se encuentran dentro de un rango específico de frecuencias. Los filtros digitales se valen de cálculos numéricos sobre los valores muestreados de la señal, utilizando para esto procesadores digitales de uso general como una *Personal Computer* (PC), o procesadores especializados como un *Digital Signal Processor* (DSP) [38].

Los filtros digitales se pueden implementar de dos maneras, por convolución en los FIR, y por recursión en los IIR. El funcionamiento básico de estos dos tipos de filtros puede observarse en Figura 2.12.

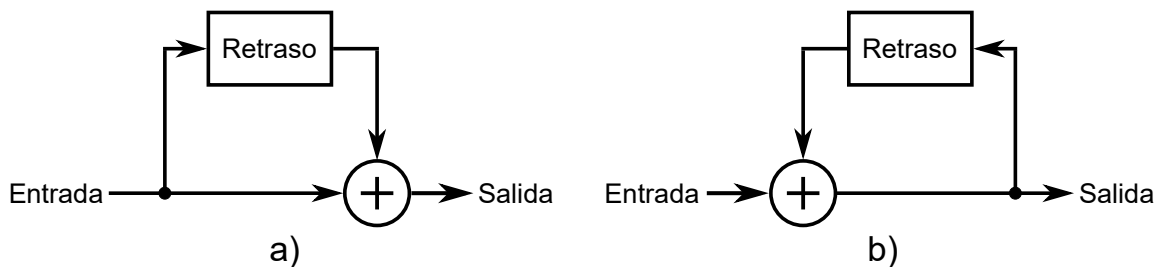


Figura 2.12: Diagramas de bloques de filtros digitales a) FIR, b) IIR

2.6.1. Filtros FIR

La Figura 2.12.a corresponde al diagrama de un filtro FIR, donde se observa que la señal de entrada es combinada con una copia retrasada de sí misma, por lo que cada muestra de la salida se puede definir como una combinación lineal de las muestras de entrada presentes y pasadas. Esta relación puede ser expresada mediante la siguiente ecuación:

$$y[n] = a_0 * x[n] + a_1 * x[n - 1] + a_2 * x[n - 2] + \dots + a_N * x[n - N] \quad (2.16)$$

Donde los factores a_i son los coeficientes del filtro, los cuales pueden ser modificados para variar las características del mismo. Esta serie de coeficientes también constituye la respuesta impulsional del filtro digital, por lo que al introducir una señal del tipo $x = \{1, 0, 0, 0, \dots\}$, a la salida se obtendrá una señal de la forma [39]:

$$y = \{a_0, a_1, a_2, \dots, a_N\} \quad (2.17)$$

Los filtros FIR ofrecen en general una respuesta de fase más lineal y mayor estabilidad, sin embargo para obtener un filtrado con un corte más abrupto requieren de una gran cantidad de coeficientes lo que a su vez aumenta el número de iteraciones haciéndolos muy costosos en términos de carga computacional.

2.6.2. Filtros IIR

La Figura 2.12.b corresponde al diagrama de un filtro IIR, donde se observa que la señal de entrada es combinada con la señal de salida retrasada, por lo que se puede decir que este tipo de filtro es recursivo al existir una reinyección de la señal de salida, lo cual permite implementar filtros con respuesta más compleja haciendo uso de menos datos. Este comportamiento de reinyección continúa de datos hace que la respuesta impulsional del filtro tenga una duración potencialmente infinita. La ecuación típica de este filtro se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$y[n] = a_0 * x[n] + a_1 * x[n - 1] + a_2 * x[n - 2] + \dots + a_N * x[n - N] + \\ -b_1 * y[n - 1] - b_2 * y[n - 2] - b_3 * y[n - 3] - \dots - b_M * y[n - M] \quad (2.18)$$

Lo cual expresa que la salida del filtro está en función de las $N + 1$ muestras de la entrada (actual y N anteriores), y de las M muestras anteriores de salida [39].

Los filtros IIR son muy eficaces para proporcionar pendientes de corte muy pronunciadas, pero al poseer retroalimentación tienden a entrar en oscilación y resonancia por lo que su diseño es más complejo que el del filtro FIR [38] [39].

2.7. SBC

Una SBC es una computadora que tiene su procesador, memoria y periféricos de entrada/salida contenidos en una sola placa base. Se diferencian de las computadoras tradicionales principalmente por su menor rendimiento, tamaño reducido y su bajo costo, lo cual las hace ideales para aplicaciones en sistemas embebidos de control y/o monitoreo [40].

Una de las SBC mas populares es la Raspberry Pi que fue desarrollada por la Universidad de Cambridge para abordar la necesidad de una plataforma de computación de bajo costo, que permitiera a los niños aprender a programar sin la necesidad de tener un ordenador completo en casa [8].

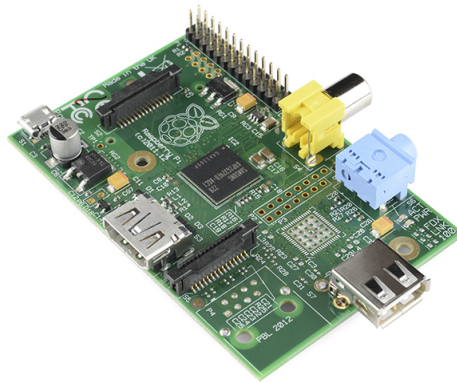


Figura 2.13: Raspberry Pi modelo A lanzada en 2012 [8]

Tras el enorme éxito de la Raspberry Pi surgieron muchas nuevas plataformas SBC

que pueden agruparse en 2 grandes categorías: propietarios y de código abierto.

Las [SBC](#) de tipo propietario generalmente están diseñadas para su uso en aplicaciones finales y a menudo utilizan diseños industrializados que han pasado por el mismo tipo de pruebas que requiere un producto que será instalado en una configuración de montaje en bastidor. Por otro lado, los [SBC](#) de código abierto, ofrecen a los usuarios acceso tanto al diseño del hardware como del software, lo cual es ideal para los usuarios, ya que pueden entender fácilmente cómo funcionan y adoptar su diseño para cumplir con sus requisitos específicos [\[40\]](#).

Las [SBC](#) actuales tienen una gran variedad de tipos de procesadores que van desde los tradicionales AMD e Intel con arquitectura x86, hasta los ARM que son ampliamente utilizados en dispositivos móviles. Por otro lado, la mayoría de ellos utilizan sistemas operativos basados en Linux y sus derivaciones tales como Android, Fedora, Debian, Ubuntu, Arch Linux, etc [\[41\]](#).

2.8. Protocolo de comunicación Modbus

El protocolo de comunicación Modbus es un protocolo de comunicación estándar ampliamente aceptado en la industria para la transferencia de información discreta y analógica entre dispositivos industriales de monitoreo y control. Actualmente Modbus es un protocolo de dominio público que requiere de una licencia pero no de pagos de regalías a su propietario [\[9\]](#).

Los dispositivos Modbus se comunican utilizando el modelo de comunicación maestro-esclavo, en el cual un solo dispositivo (el maestro) inicia la comunicación (mediante una solicitud), en tanto que los demás dispositivos (los esclavos) responden la solicitud del maestro.

Los dispositivos maestros pueden realizar solicitudes a dispositivos esclavos usando su código de identificación único, o puede realizar peticiones a todos los esclavos mediante solicitudes de tipo *broadcast*. En el primer caso únicamente responderán los esclavos que sean identificados, en tanto que en el segundo caso ningún esclavo responderá a las solicitudes tipo *broadcast*. Bajo ninguna circunstancia los esclavos son capaces de inicializar una comunicación por su cuenta, se limitan únicamente a responder las solicitudes del maestro [\[9\]](#) [\[42\]](#).

El protocolo Modbus es utilizado a menudo para conectar un ordenador de su-

pervisión con una *Remote Terminal Unit* (RTU) en sistemas *Supervisory Control And Data Acquisition* (SCADA). Existen versiones del protocolo Modbus para líneas seriales (Modbus RTU) y para Ethernet (Modbus TCP/IP) [28].

2.8.1. Descripción del protocolo

El protocolo Modbus define una *Protocol Data Unit* (PDU) simple e independiente de las demás capas de comunicación inferiores. La aplicación de este protocolo requiere de algunos campos adicionales para conformar la *Application Data Unit* (ADU), tales como el campo de dirección y el campo de comprobación de errores (*Checksum*). La PDU de Modbus tiene un límite de 253 bytes y es una restricción de tamaño heredada de la primera implementación que se hizo del protocolo sobre una línea serial [10].

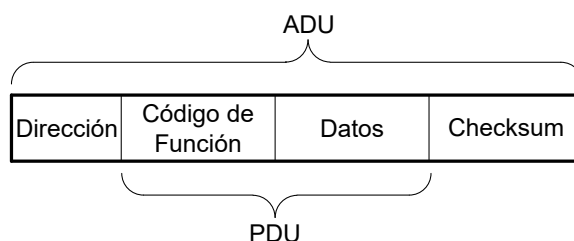


Figura 2.14: Trama de datos utilizada en el protocolo Modbus [9]

El protocolo de aplicación Modbus establece el formato de una solicitud iniciada por un maestro. El campo de función está codificado en un solo byte e indica al esclavo qué tipo de acción debe realizar mediante códigos en el rango de 1 a 255 decimal (01h a FFh).

El campo de datos contiene información adicional que el esclavo utiliza para completar la acción definida por el código de función. Esto puede incluir información como las direcciones de memoria y registro, y la cantidad de elementos a manejar. Este campo también puede ser inexistente (de longitud cero) en ciertos tipos de solicitudes en los que el esclavo no requiere ninguna información adicional. Si no se produce ningún error relacionado con la función solicitada en una ADU recibida correctamente, el campo de datos de la respuesta del esclavo contendrá los datos solicitados por el maestro, en tanto que el campo de función contendrá el código de la función solicitada. En la Figura 2.15 se puede observar el proceso de una transacción Modbus libre de errores.

Si llegara a producirse un error relacionado con la función solicitada, el campo de datos contendrá un código de excepción que puede ser utilizado por el maestro para

determinar la siguiente acción a realizar, en tanto que el campo de función se llenará con un código de función de excepción que indica la existencia de dicho error. En la Figura 2.16 se puede observar el proceso de una transacción Modbus con algún error [42] [10].

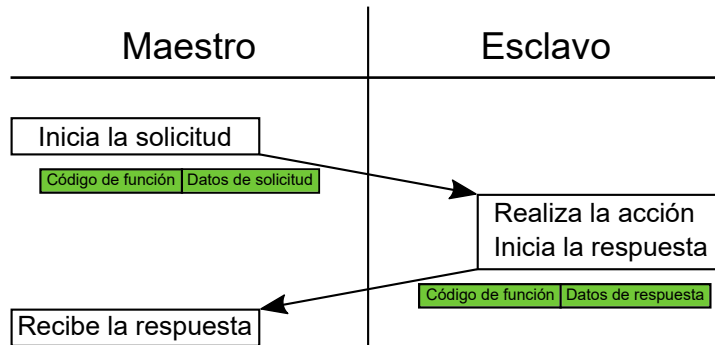


Figura 2.15: Transacción Modbus libre de errores [10]

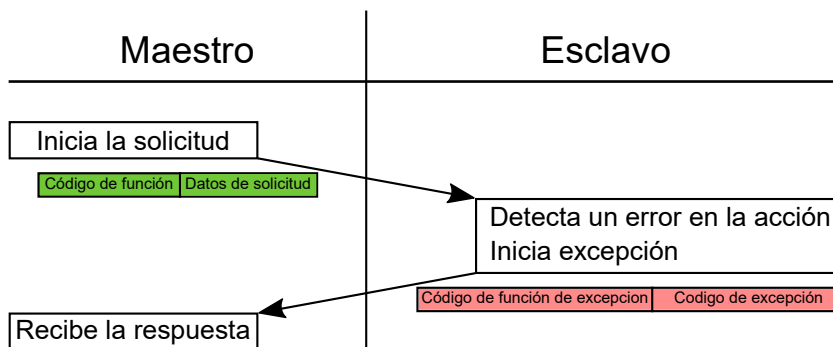


Figura 2.16: Transacción Modbus con respuesta de excepcion [10]

2.8.2. Modelo de datos

En el protocolo Modbus, los datos de un dispositivo esclavo están almacenados en 4 diferentes tablas, 2 para datos de tipo discreto (booleano) y 2 para datos de valores numéricos (entero sin signo de 16 bits). La Tabla 2.2 detalla los tipos de datos que puede manejar el protocolo.

Cada tabla puede almacenar 9999 valores, de esta forma la tabla 1 ocupa las direcciones de datos de 1 a 9999, la tabla 2 de 10001 a 19999, la tabla 3 de 30001 a 39999 y la tabla 5 de 40001 a 49999. Para la ubicación de un registro específico se utiliza únicamente su dirección de dato dentro de su correspondiente tabla, así por ejemplo, si

se desea acceder al primer registro de la tabla de Registros de Retención cuya posición es 40001, basta con escribir su dirección dentro de su tabla específica, es decir 0000h. Resulta evidente que todos los datos almacenados deben estar ubicados en la memoria de aplicación del dispositivo. Pero la dirección física en memoria no debe confundirse con la referencia de datos. El único requisito es vincular la referencia de datos con la dirección física [9] [43].

Nombre de tabla	Tipo de objeto	Operaciones disponibles	Descripción
Entradas Discretas	Único bit	Solo lectura	Tipo de dato proporcionado por los puertos de entrada.
Bobinas	Único bit	Lectura y escritura	Tipo de dato modificable por el sistema.
Registros de Entrada	Palabra de 16 bits	Solo lectura	Tipo de dato proporcionado por los puertos de entrada.
Registros de Retención	Palabra de 16 bits	Lectura y escritura	Tipo de dato modificable por el sistema.

Tabla 2.2: Tabla de datos del protocolo Modbus [10]

2.8.3. Códigos de función

En la implementación del protocolo Modbus existen tres categorías de códigos de función:

Códigos de función definidos por el usuario: Son códigos de función que no están soportados por el protocolo, pero que el usuario puede implementar y seleccionar conforme a sus necesidades, sin que exista la garantía de que dichos códigos sean únicos. Pueden ser implementados en el rango de 65 a 72 decimal (41h a 48h) y de 100 a 110 decimal (64h a 6Eh).

Códigos de función reservados: Son códigos de función que actualmente están siendo utilizados por algunas empresas para sus propios productos y que no están disponibles para uso público.

Códigos de función públicos: Son códigos bien definidos, documentados y validados por la comunidad Modbus.org. Disponen de garantías de unicidad y pruebas de cumplimiento con la norma; incluyen tanto los códigos de función públicos asignados, como los códigos de función no asignados pero reservados para uso futuro. En la Tabla 2.3 se puede observar estos códigos y la acción que realizan [9] [28].

Código de Función	Acción	Nombre de la Tabla
01 (01h)	Lectura	Bobina
05 (05h)	Escritura simple	Bobina
15 (0Fh)	Escritura múltiple	Bobina
02 (02h)	Lectura	Entrada discreta
04 (04h)	Lectura	Registros de entrada
03 (03h)	Lectura	Registros de retención
06 (06h)	Escritura simple	Registros de retención
16 (10h)	Escritura múltiple	Registros de retención

Tabla 2.3: Códigos de función públicos del protocolo Modbus [28]

2.8.4. Modbus TCP/IP

Modbus TCP/IP es simplemente el protocolo Modbus RTU con una interfaz TCP/IP que se ejecuta sobre Ethernet. El protocolo Modbus RTU define las reglas para organizar e interpretar los datos, en tanto que la función principal del *Transmission Control Protocol (TCP)* es asegurar que todos los paquetes de datos se reciban correctamente, mientras que el *Internet Protocol (IP)* se encarga de garantizar que los mensajes sean correctamente dirigidos y enrutados.

Para construir una trama de datos de Modbus TCP/IP se incrusta la ADU de Modbus RTU dentro una ADU Modbus TCP/IP como se observa en la Figura 2.17 [9].

En la Figura 2.17 se observa que el campo de función y el campo de datos de la trama Modbus RTU no son modificados y pasan a constituir la PDU del ADU del protocolo Modbus TCP/IP. También se observa que el campo de chequeo de error es eliminado debido a que los métodos de chequeo de error del estándar Ethernet TCP/IP

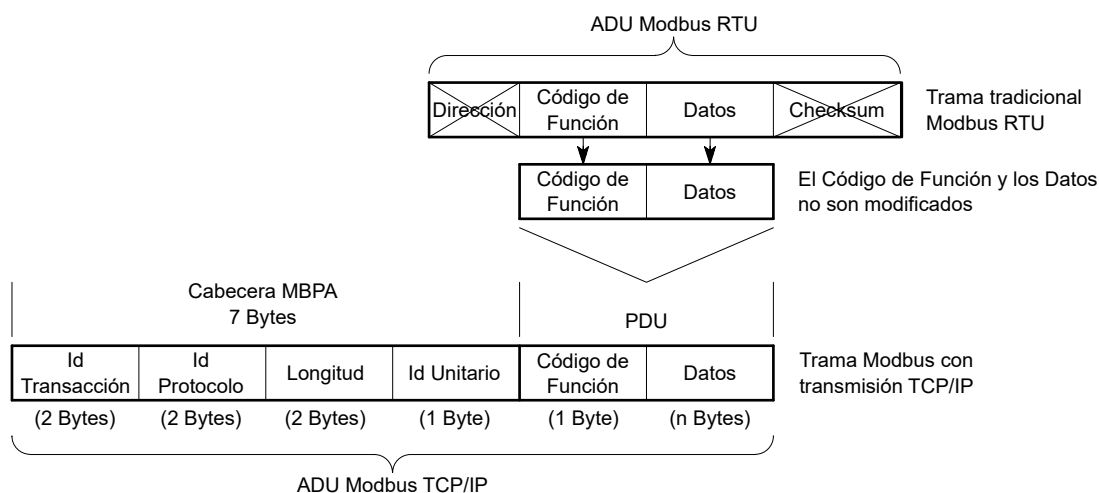


Figura 2.17: Estructura de una trama Modbus TCP/IP [9]

se encargan de garantizar la integridad de los datos. Del mismo modo, el campo de dirección de la trama Modbus **RTU** es reemplazado por un identificador unitario que a su vez forma parte de la cabecera *Modbus Application Protocol* (**MBAP**).

La cabecera **MBAP** tiene una longitud de 7 bytes e incluye los siguientes campos:

Identificador de Transacción: Tiene una longitud de 2 bytes y es usado en transacciones de emparejamiento cuando múltiples mensajes son enviados a través de la misma conexión **TCP** por un cliente sin espera de una respuesta.

Identificador de Protocolo: Tiene una longitud de 2 bytes y siempre es 0 para servicios Modbus.

Campo de Longitud: Tiene una longitud de 2 bytes, y es un contador de los campos utilizados, los cuales incluyen el byte de Identificador Unitario, el byte de Código de Función y los bytes de Datos.

Identificador Unitario: Tiene una longitud de un byte y es utilizado para identificar a un servidor local ubicado en una red que no es TCP/IP (conectado mediante puenteo serial por ejemplo). Sin embargo en una aplicación típica de Modbus TCP/IP, este byte es establecido a 00h ó FFh y es ignorado tanto por el cliente como por el servidor.

Posteriormente la **ADU** completa del protocolo Modbus TCP/IP es incrustada den-

tro del campo de datos de una trama **TCP** y enviada a través del puerto 502, el cual está específicamente reservado para aplicaciones Modbus [9] [42]. Luego la trama **TCP** es incrustada dentro de una trama **IP** cuya cabecera (dirección **IP**) es utilizada para identificar a los dispositivos dentro de la red.

Finalmente la trama **IP** es incrustada dentro de una trama Ethernet dejándola lista para su envío a través de cualquier medio como par trenzado, cable coaxial, fibra óptica, etc. En la Figura 2.18 se puede observar la construcción de la trama de datos TCP/IP-Ethernet [9].

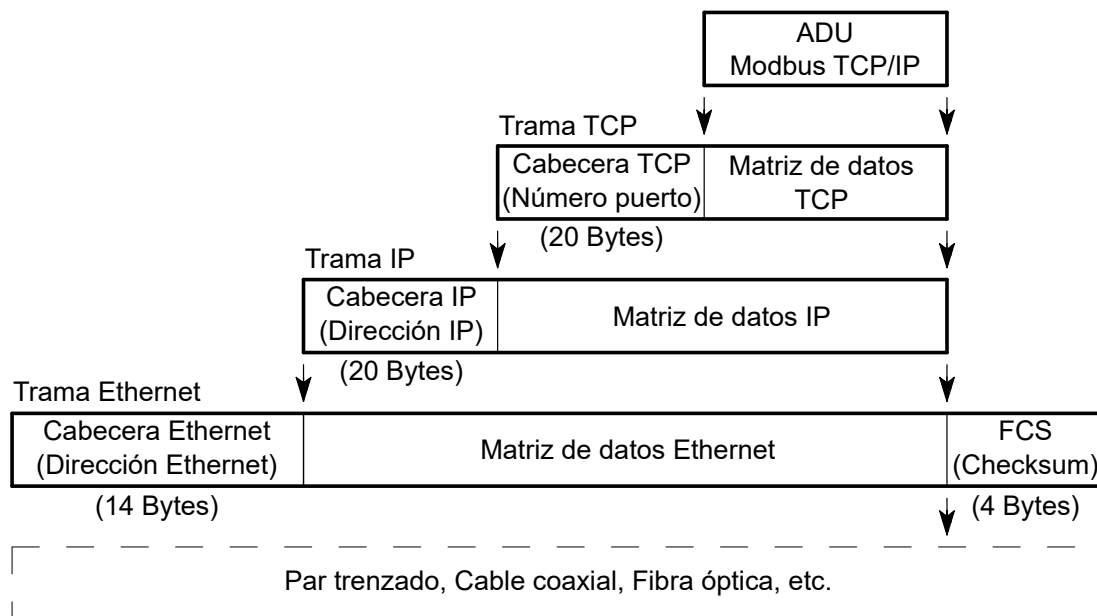


Figura 2.18: Construcción de una trama de datos TCP/IP-Ethernet [9]



Capítulo 3

Estado del arte

Con el fin de determinar el caudal en el canal de filtraciones mediante la utilización de vertederos, es necesario disponer de un dispositivo de medición de distancia de alta precisión que permita registrar cambios pequeños en el orden de los milímetros producidos en el nivel del líquido. Para el correcto diseño de este dispositivo, es preciso conocer los métodos de medición por ultrasonido, así como también algunas técnicas que se fundamentan en estos métodos.

3.1. Clasificación de los métodos de medición de distancia por ultrasonido

En la literatura se pueden encontrar diferentes maneras de medir la distancia por ultrasonido, las cuales se pueden dividir en dos grupos: En aquellos que utilizan ondas pulsadas y aquellos que utilizan ondas continuas.

El método que utiliza ondas pulsadas evalúa el tiempo de propagación de un pulso ultrasónico desde un transmisor hasta un receptor, su duración depende de la distancia recorrida, así como también de las propiedades del medio que interviene. Debido a que este método utiliza el tiempo que le toma al pulso ultrasónico “volar” desde el emisor hasta el receptor, usualmente es conocido como "Tiempo de Vuelo"ó *Time Of Flight* (TOF).

Por otro lado, el método que utiliza ondas continuas evalúa el desplazamiento de fase de la señal recibida al compararla con la señal transmitida, siendo este desplazamiento

de fase proporcional a la distancia [44].

3.1.1. Método de Tiempo de Vuelo

Es el método más utilizado debido a la sencillez de su implementación, empieza con un disparo que indica al sistema electrónico que genere un tren de pulsos destinados a excitar un transductor ultrasónico. Este produce una onda ultrasónica que se propaga a través del medio hasta impactar contra un objetivo, donde parte de su energía se refleja hacia el transductor receptor el cual convierte la onda ultrasónica en una señal eléctrica interpretable por el sistema electrónico.

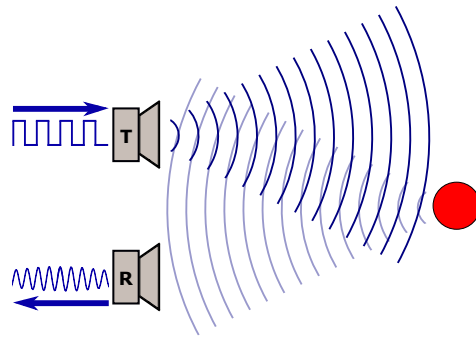


Figura 3.1: Método de TOF

Al mismo tiempo, el disparo de inicio pone en marcha un contador que se encarga de registrar el tiempo transcurrido desde el inicio del tren de pulsos en el transmisor, hasta el arribo de la onda ultrasónica en el receptor, este tiempo transcurrido será entonces el **TOF** de la onda ultrasónica cuya representación en el tiempo puede verse en la Figura 3.2.

Una vez obtenido el **TOF** del pulso ultrasónico, la determinación de la distancia se realiza utilizando la Ecuación 3.1, donde d es la distancia y c es la velocidad de propagación del sonido.

$$d = \frac{c * TOF}{2} \quad (3.1)$$

Como se observa en la Sección 2.4.2, la velocidad del sonido no es constante, por lo que cualquier instrumento que utilice este método y requiera de una alta precisión, debe de implementar algún sistema que considere estos efectos para una correcta de-

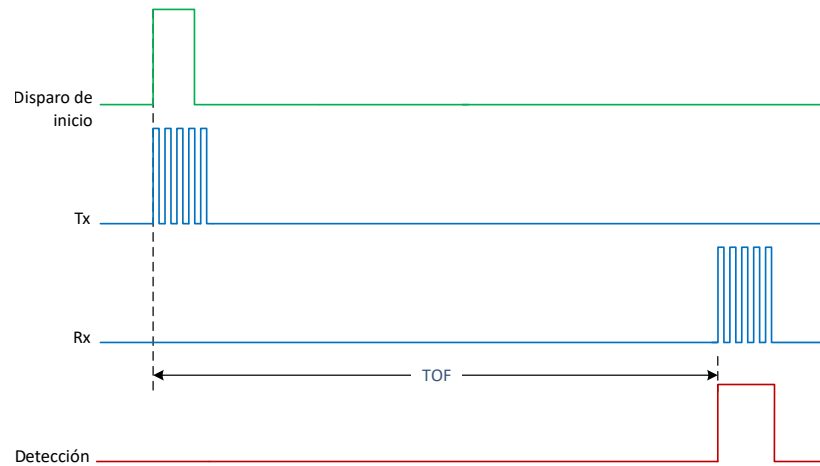


Figura 3.2: Representación en el tiempo del método de TOF [11]

terminación de la velocidad del sonido.

3.1.2. Método de evaluación de fase

Este método inicia con la excitación de un transductor ultrasónico por medio de una señal eléctrica continua de frecuencia constante, al igual que en el método de TOF, esto produce una onda ultrasónica que se propaga por el medio hasta impactar contra el objetivo, produciendo un reflexión que la hace retornar hasta el transductor receptor.

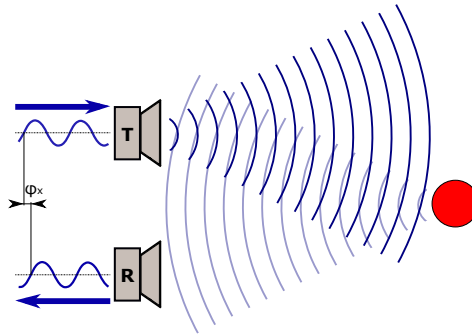


Figura 3.3: Método de evaluación de fase

Tanto la señal emitida como la recibida son pasadas por un circuito de detección de fase, cuya salida pasa a un comparador que evalúa la diferencia de fase de ambas señales. Como es lógico de suponer, el comparador solo es capaz de discernir desplazamientos de fase que no excedan la longitud de onda de la señal ultrasónica, por lo que en primera

instancia solo podría medir distancias menores a dicha longitud de onda. Para corregir esta limitación, el método emplea un contador en la salida del comparador, que se incrementa cada vez que detecta una diferencia entre las dos fases, como se observa en el diagrama de la Figura 3.4 [44].

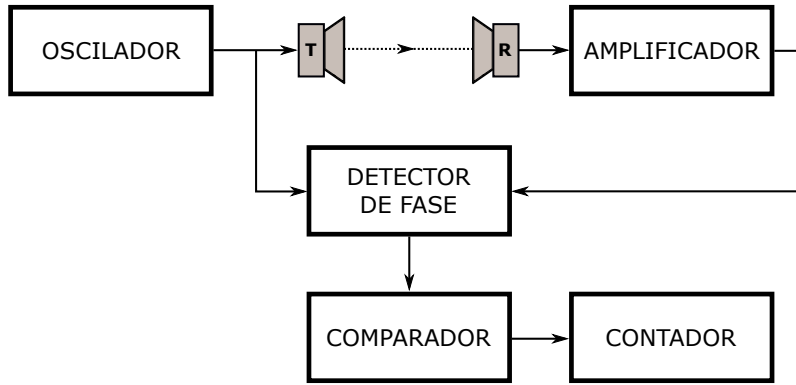


Figura 3.4: Diagrama de bloque de un sistema de evaluación de fase

De este modo, la distancia total se expresa mediante un numero entero múltiplo de longitudes de onda, sumado al último desplazamiento de fase detectado por el comparador como se observa en la Figura 3.5.

$$d = (N * \lambda) + \varphi_x \quad (3.2)$$

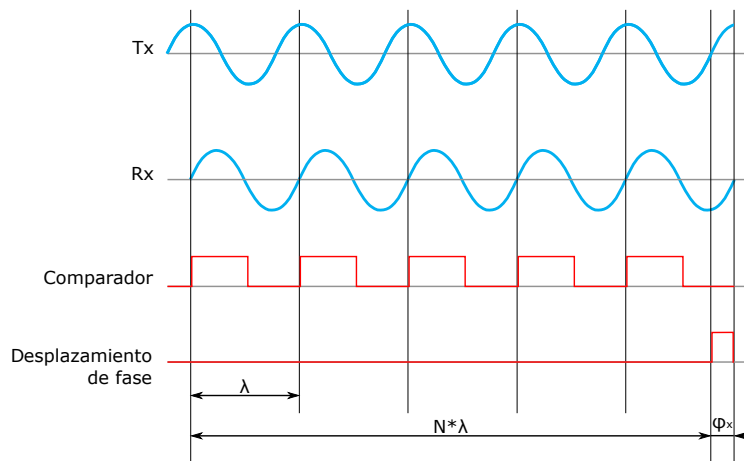


Figura 3.5: Representación en el tiempo del método de evaluación de fase

3.2. Técnicas de medición de distancia por ultrasonido

A continuación se revisan algunas de las técnicas de medición de distancia que hacen uso de los métodos estudiados. Se repasan algunas soluciones propuestas por distintos autores y los resultados que obtuvieron.

3.2.1. Medición de distancia basada en detección de umbral

Esta técnica de medición utiliza el método de TOF; pero en la práctica, las características físicas del transductor ultrasónico hacen que la determinación del tiempo de propagación del pulso ultrasónico no sea tan sencillo como se explica en la Sección 3.1.1.

Como se observa en la Sección 2.4.1, un transductor ultrasónico está construido a partir de un material piezoeléctrico que vibra a una frecuencia de resonancia al ser excitada por una señal eléctrica periódica. En este caso la señal periódica es un tren de pulsos cuya representación gráfica en el dominio de la frecuencia se puede ver en la Figura 3.6, donde se aprecia que el contenido espectral de la señal está conformado por múltiples armónicos de la frecuencia fundamental del tren de pulsos.

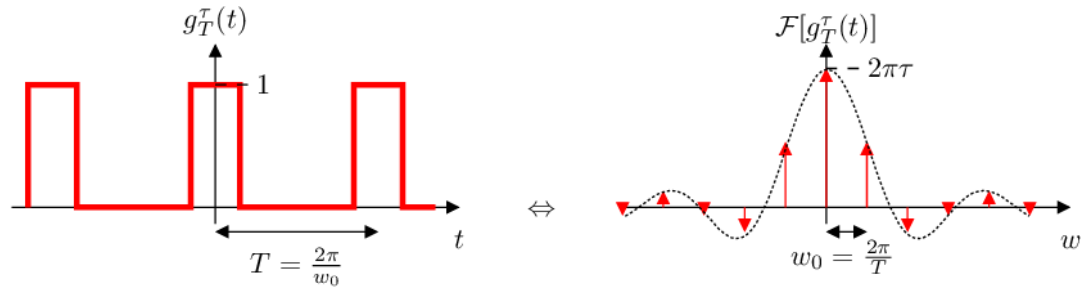


Figura 3.6: Representación en el tiempo y en la frecuencia de un tren de pulsos [12]

Por otro lado, todos los transductores ultrasónicos tienen características paso banda determinadas por la sensibilidad del piezoeléctrico a distintas frecuencias, como puede observarse en la Figura 3.7. Este efecto de filtrado hace que se pierda una gran parte del contenido espectral de frecuencias del tren de pulsos, lo que produce un cambio en su forma rectangular, haciendo que el pulso que llega al receptor presente una forma sinusoidal atenuada en sus extremos, como puede verse en la Figura 3.8.

Es entonces cuando se utiliza la técnica de detección de umbral para establecer el

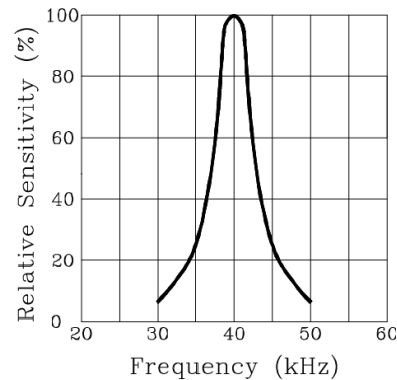


Figura 3.7: Respuesta de Sensibilidad Relativa vs Frecuencia de un transductor ultrasónico [13]

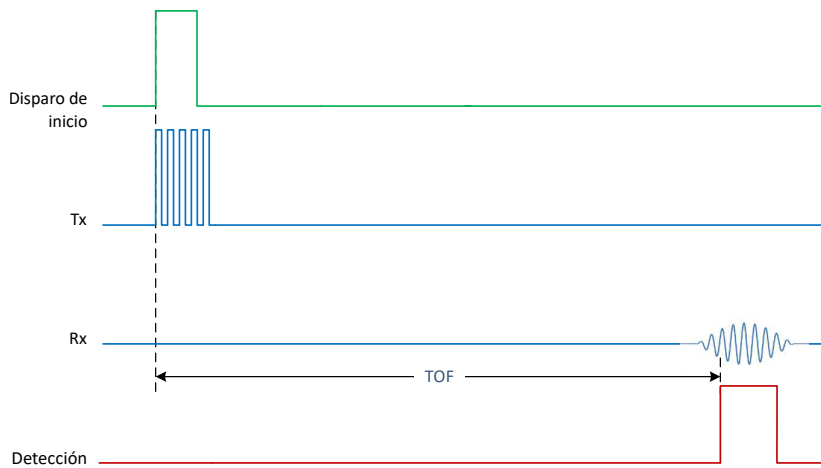


Figura 3.8: Representación en el tiempo del TOF para una onda real [11]

punto de la señal arribada en el que se debe detener el contador para la determinación del TOF. Esta técnica consiste en comparar la señal sinusoidal con un umbral de voltaje preestablecido (Figura 3.9), ya sea mediante un circuito conformado por amplificadores operacionales en modo comparador, o mediante la digitalización de la señal por medio de un ADC y su posterior comparación con un umbral establecido digitalmente.

La principal dificultad de esta técnica de medición consiste en la determinación de un adecuado nivel del umbral que permita la repetibilidad en las medidas, ya que la absorción de las ondas ultrasónicas por parte del aire hace que estas se atenúen en diferente proporción según la distancia que recorran, lo que produce que no siempre se llegue a detectar el mismo punto de la señal. Mediante la Figura 3.10 se puede explicar mejor este problema, donde se observa que para un mismo nivel de umbral, la detección

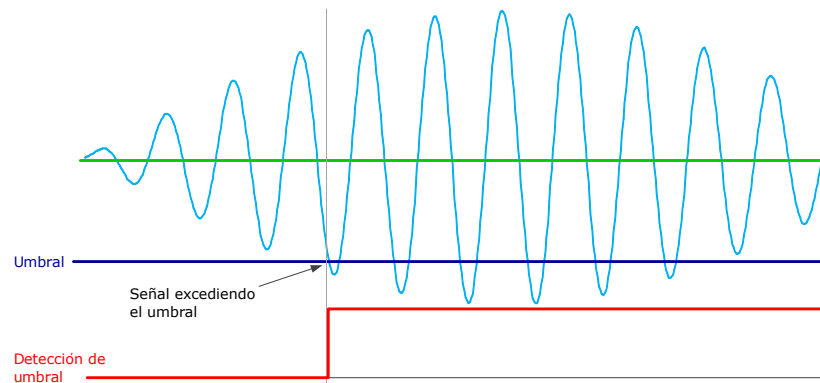


Figura 3.9: Técnica de detección de umbral [11]

del arribo de la señal depende la amplitud de esta, así por ejemplo mientras que para la primera señal la detección ocurre en el segundo semiciclo superior, para la segunda señal ocurre en el tercero, en tanto que para la cuarta señal la detección no ocurre.

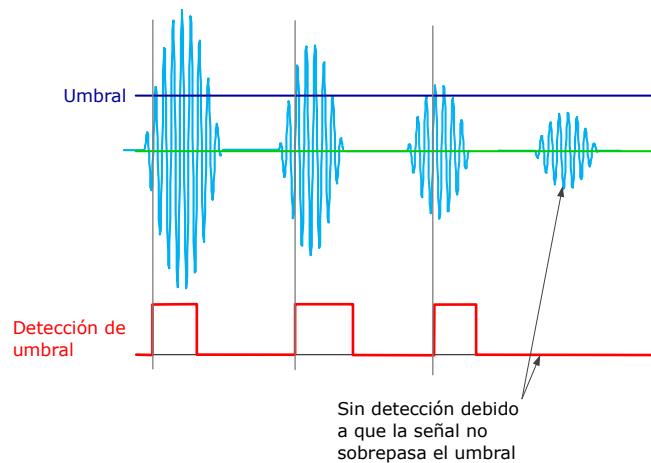


Figura 3.10: Detección de umbral para diferentes amplitudes de señal [11]

Este efecto compromete gravemente la precisión del instrumento de medición, al tener una variación del **TOF** en múltiplos de la longitud de onda de la señal ultrasónica, así por ejemplo para una onda ultrasónica que se propaga por el aire a 40KHz y a una velocidad de 343m/seg (correspondiente a la velocidad del sonido a temperatura ambiente), se tiene que su longitud de onda es de $8,575\text{mm}$, por lo que la mayoría de dispositivos que utilizan este sistema y esta frecuencia se limitan a garantizar una precisión de $\pm 1\text{cm}$, suficiente para la mayoría de aplicaciones pero no para la medición de distancias que requieran de precisión milimétrica.

Varios autores han propuestos múltiples técnicas para tratar de subsanar el problema de la detección de umbral en un punto específico con el fin de mejorar la precisión, Barkhatov [14] por ejemplo, propone la corrección del borde frontal de la señal ultrasónica mediante la aplicación de un filtro digital que permita modificar la forma de la señal.

Para el diseño del filtro el autor procede analíticamente, es decir inicia el diseño eligiendo la forma de la señal deseada en la salida del filtro, para luego determinar su función de transferencia mediante el uso de la transformada inversa de Fourier.

La Figura 3.11 muestra las características del filtro de corrección obtenido; se observa una respuesta al impulso bastante corta (Figura 3.11.a) además de una respuesta amplitud-frecuencia casi simétrica a la frecuencia de propagación de la onda ultrasónica ($2,5\text{MHz}$ en este caso). La respuesta amplitud-frecuencia del filtro (Figura 3.11.b) suprime la frecuencia portadora de la señal ultrasónica, lo que produce que la señal de salida del filtro este determinada por las componentes espectrales mayores y menores a $2,5\text{MHz}$.

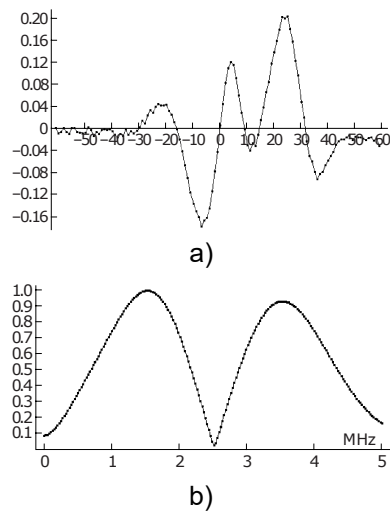


Figura 3.11: a) Respuesta al impulso, b) Respuesta amplitud-frecuencia [14]

El resultado de la aplicación de este filtro puede verse en la Figura 3.12, donde se observa que el filtro es capaz de modificar satisfactoriamente el borde frontal de la señal ultrasónica, haciendo más fácil la detección del umbral en el primer semiciclo superior de la señal.

Por otro lado, se tiene que la variación en la frecuencia de la señal ultrasónica

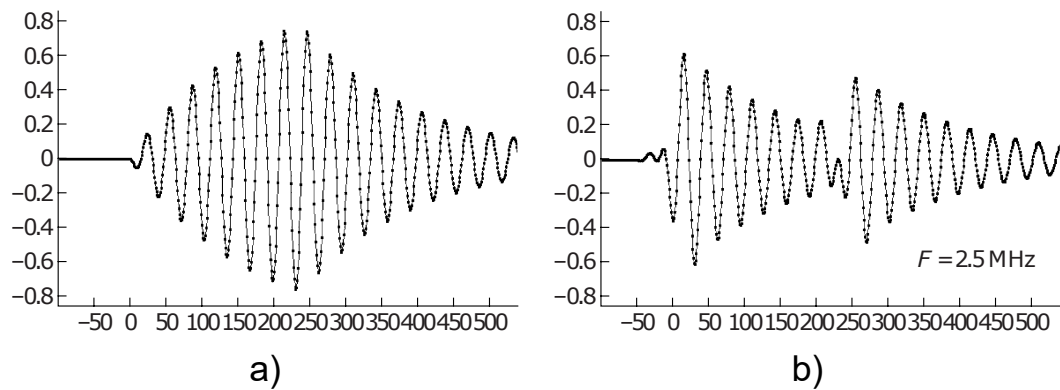


Figura 3.12: a) Señal ultrasónica aplicada a la entrada del filtro de corrección
b) Señal obtenida a la salida del filtro de corrección [14]

tiene una influencia significativa sobre la amplitud de la señal en la salida del filtro. La Figura 3.13 muestra las respuestas del filtro a señales ultrasónicas con frecuencias de 2,3 y 2,7 MHz respectivamente, se puede observar que estas variaciones en la frecuencia producen que la amplitud del primer semiciclo superior deje de ser el mayor, por lo que puede volver a presentarse ambigüedades en la detección del umbral, aunque en menor medida que en el caso donde no se aplica el filtro de corrección.

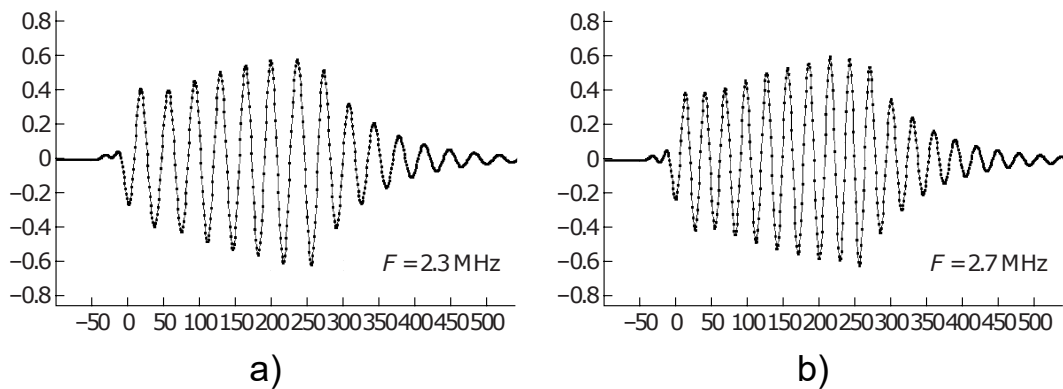


Figura 3.13: a) Respuesta del filtro de corrección para una señal de 2.3 MHz
b) Respuesta del filtro de corrección para una señal de 2.7 MHz [14]

En general se puede decir que la aplicación de esta técnica da muy buenos resultados en la tarea de optimizar la detección de umbral en un mismo punto, sin embargo el autor advierte que la aplicación de esta técnica no puede ser normalizada para ser utilizada en un proceso de producción en masa, ya que requiere de la determinación precisa de los coeficientes del filtro, establecidos por las características específicas de

cada transductor ultrasónico.

3.2.2. Medición de distancia basada en evaluación de fase

En general el método de evaluación de fase presenta una mejor precisión que el método de **TOF**, aunque en la práctica lo más común es la utilización de una combinación de ambos métodos. De esta manera se utiliza el método de **TOF** para una primera aproximación de la medida y el método de evaluación de fase para el “pulimento” de la precisión. Una buena analogía puede ser el uso de una cinta métrica para la medición de una determinada longitud, en donde el **TOF** proporcionaría la medida de los centímetros y el desplazamiento de fase proporcionaría la medida de los milímetros.

Entre las técnicas estudiadas para la aplicación de este método está la de Y.P. Huang [15], que propone un sistema basado en modulación de amplitud y fase con el fin de reducir el error causado por la atenuación de la amplitud de la onda al ser absorbida por el aire y el error de retardo de inercia que se produce en el frente de la señal ultrasónica. El autor nombra su técnica **APESW**, y con este afirma obtener una resolución de 0,01 % de la longitud de onda correspondiente a una frecuencia de operación de 40KHz , además de una precisión de $0,2\text{mm}$ en un rango de medición de 50 a 500mm .

El autor empieza el diseño del sistema planteando una hipótesis en la que afirma que la atenuación en el frente de la señal obtenida a la salida del transductor, el mismo que se estudia en la técnica de la Sección 3.2.1, se debe a un fenómeno de inercia mecánica producido por el propio transductor al iniciar la vibración del piezoeléctrico, lo cual induce un tiempo de subida relativamente largo hasta estabilizarse como puede observarse en la Figura 3.14.

Con el fin de corregir este fenómeno el autor propone un sistema de dos trenes de pulsos consecutivos y de diferente fase para la excitación del transductor transmisor, con el fin de producir una cancelación de ondas en la parte central de la señal recibida a la salida del transductor receptor, para después mediante la aplicación de un sencillo circuito de detección de fase, poder determinar el **TOF** detectando el punto donde la señal sea igual a cero.

Para facilitar la detección de fase y reducir la atenuación de la onda al propagarse por el aire, el autor implementa además una modulación de amplitud que amplifica los pulsos donde ocurre la inversión de fase en la señal de excitación del transductor

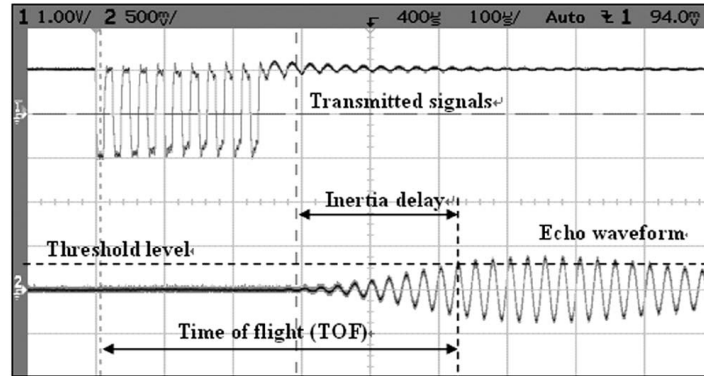


Figura 3.14: Atenuación en el frente de onda debido al retardo de inercia [15]

transmisor como se observa en la Figura 3.15.

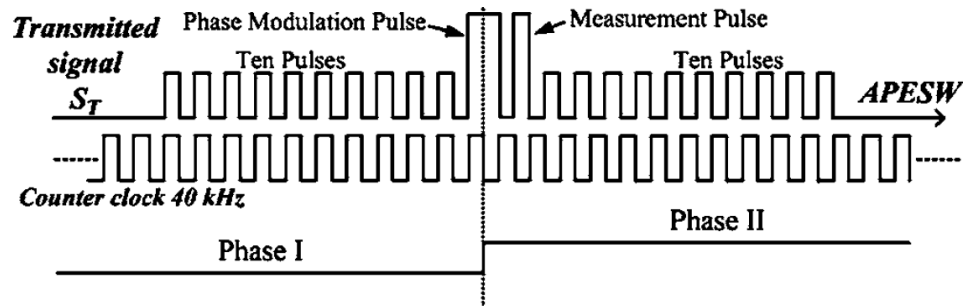


Figura 3.15: Modulación de amplitud y fase aplicado al tren de pulsos de excitación [15]

En este punto el autor no es lo suficientemente claro en explicar cómo es que funciona realmente el sistema propuesto, ya que solo se limita a mencionar que los 10 primeros pulsos de la señal APESW son usados para precalentar el transductor, haciendo que se elimine el efecto de retardo de inercia; no obstante una explicación del fenómeno se pudo encontrar en un artículo publicado por Wen Pin Lai [17] en el que expone un método para reducir el efecto de *ringing* (zumbido) producido en los transductores utilizados en sensores de distancia ultrasónicos.

El efecto de *ringing* se puede describir como el remanente de vibración que queda sobre la superficie de un transductor después de que este haya sido desenergizado (Figura 3.16), y es un efecto indeseable que afecta sobre todo a los transductores de tipo cerrado, haciendo que aumente la longitud de la zona ciega del sensor al no permitir mediciones hasta que el *ringing* se haya disipado por completo.

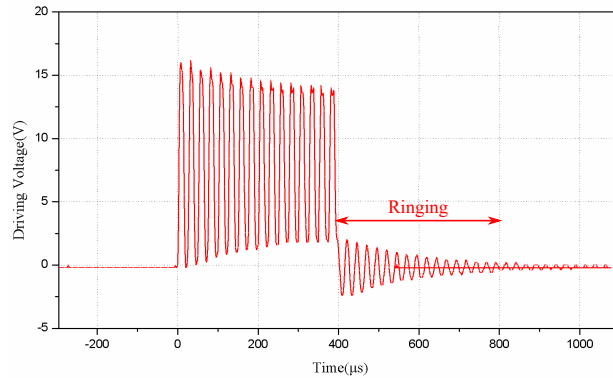


Figura 3.16: Efecto de ringing producido en un transductor ultrasónico [16]

En su artículo Wen Pin Lai [17] propone generar una señal de amplitud inversa inmediatamente después de enviar el tren de pulsos de excitación, haciendo que el efecto de *ringing* se disipe más rápido al cancelarse con los pulsos de amplitud inversa, como se observa en la Figura 3.17.

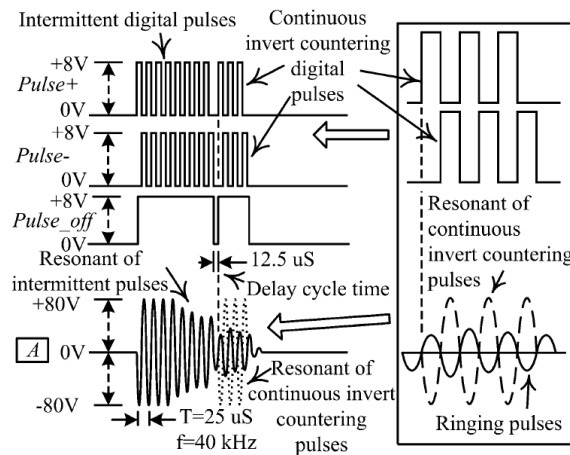


Figura 3.17: Corrección del efecto de ringing [17]

Con esta información se pudo deducir que en el sistema propuesto por Y.P. Huang [15], la modulación en amplitud de los pulsos de inversión de fase, contribuye a reducir abruptamente la amplitud del *ringing* del primer tren de pulsos, produciendo una cancelación de ondas en la zona de cambio de fase, como se observa en la Figura 3.18.

Para la determinación del tiempo total de propagación de la onda, el sistema dispone de dos detectores de fase como puede verse en la Figura 3.19, uno en el transmisor que inicializa el contador, y otro en el receptor que lo detiene.



Figura 3.18: Cancelación de ondas obtenido en la señal a la salida del transductor receptor [15]

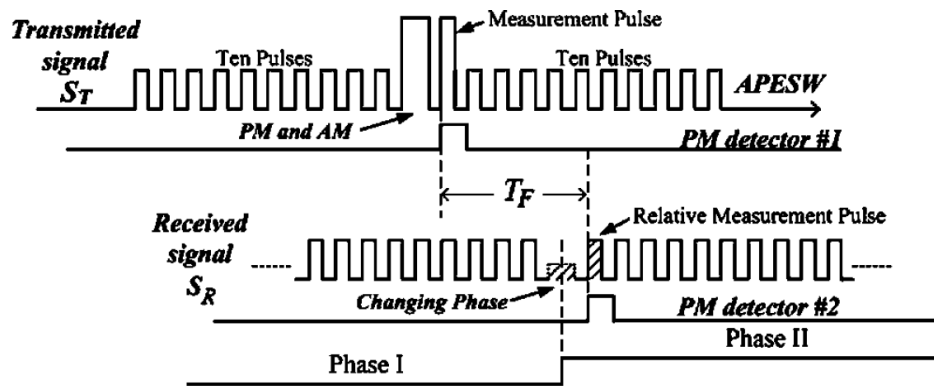


Figura 3.19: Detectores de fase para la determinación del tiempo de propagación [15]

El tiempo total denominado como TF en la Figura 3.19, está compuesto por la suma del TOF y el tiempo de desplazamiento de fase del último ciclo. Para el cálculo del TOF el sistema utiliza el mismo reloj que genera el tren de pulsos y se expresa como una sumatoria de los N pulsos enteros comprendidos entre el flanco de subida del detector de fase del transmisor y el flanco de subida del detector de fase del receptor, como puede apreciarse en la Figura 3.20.

Para el cálculo del desplazamiento de fase del último ciclo, el sistema hace uso del reloj interno del microcontrolador utilizado, por lo que la resolución final del sistema dependerá exclusivamente del periodo de este. En la Figura 3.21 puede verse el proceso de determinación del desplazamiento de fase. Comienza con la detección del flanco de subida del detector de fase del receptor, el cual pone en marcha el contador derivado del reloj del microcontrolador, el cual se detiene una vez que detecta el flanco de bajada

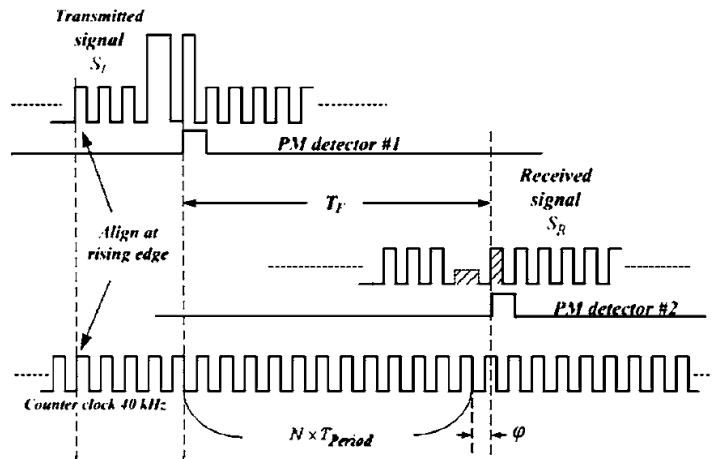


Figura 3.20: Determinación del TOF [15]

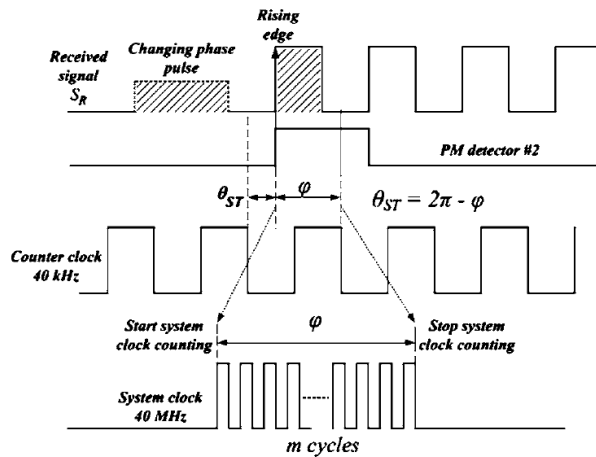


Figura 3.21: Determinación del tiempo de desplazamiento de fase [15]

del reloj del tren de pulsos. Luego utiliza este tiempo ϕ para determinar el tiempo de desplazamiento de fase mediante la siguiente formula:

$$\theta_{ST} = 2\pi - \phi \quad (3.3)$$

Donde θ_{ST} es el tiempo de desplazamiento de fase y 2π es el periodo del tren de pulsos. De este modo la formula completa para la determinación de la distancia está dada por:

$$d = \left(N + \frac{\theta_{ST}}{2\pi} \right) * \lambda \quad (3.4)$$

Donde λ es la longitud de onda de la señal ultrasónica. La implementación total del sistema lo realiza mediante el diagrama de la Figura 3.22. Donde se observa que el autor incluye un sensor de temperatura y humedad para la corrección de la velocidad del sonido, y un motor de pasos que modifica la distancia de entre los sensores de manera controlada. Un aspecto interesante que se nota en el diagrama es la disposición de los transductores, posicionados frente a frente, por lo que se deduce que la onda ultrasónica se propaga directamente del transmisor hasta el receptor, y no mediante la reflexión sobre un obstáculo como ocurre normalmente en los sistemas de medición de distancia.

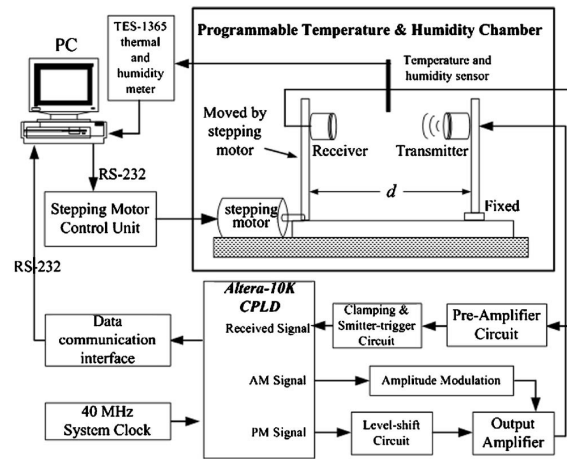


Figura 3.22: Diagrama de bloque de la implementación del sistema [15]

Finalmente el autor realiza la exposición de los resultados obtenidos mediante las gráficas de la Figuras 3.23 y 3.24. La Figura 3.23.a da cuenta de la linealidad de las medidas en tanto que la Figura 3.23.b muestra la desviación de la medida de la distancia para diferentes longitudes, donde se puede observar la gran precisión obtenida al tener una desviación máxima de apenas 0,35mm en el rango de mediciones de 50 a 500mm.

Por otro lado, las Figuras 3.24.a y 3.24.b muestran los efectos de la temperatura y la humedad respectivamente, sobre las medidas obtenidas. Se puede observar que el efecto de la temperatura es el que más incide sobre la precisión del instrumento teniendo una desviación máxima de 0,28mm, en tanto que la desviación máxima producida por la humedad es de apenas de 0,045mm. Este último resultado indica que para

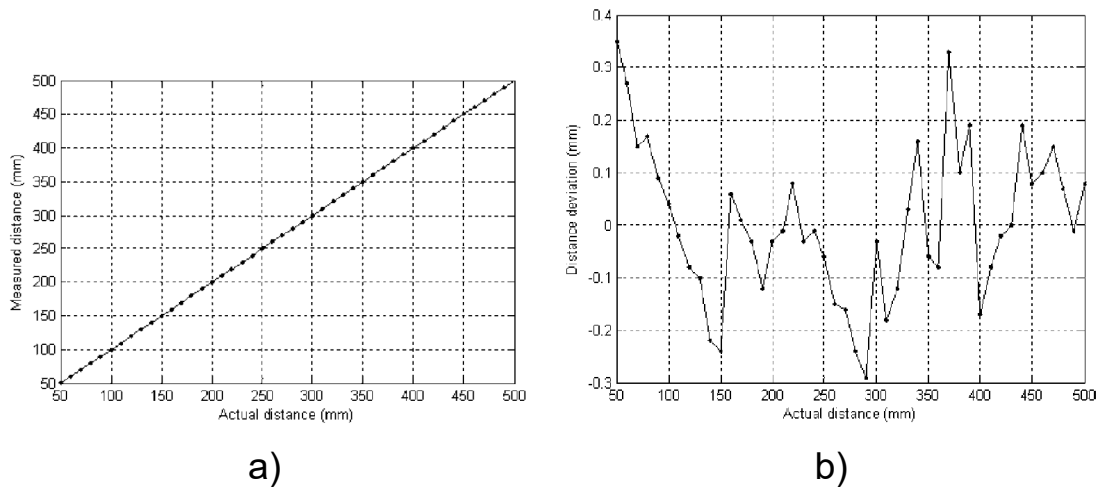


Figura 3.23: Gráficas de resultados a)Linealidad b)Desviación [15]

finés prácticos, los efectos de la humedad podrían despreciarse, algo que se tendrá en consideración al momento de diseñar el sistema de medición definitivo.

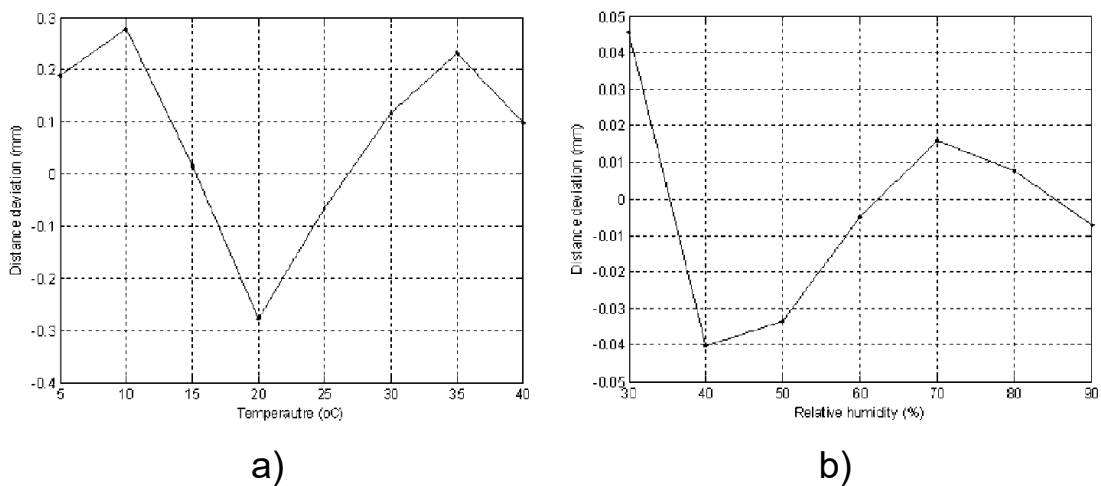


Figura 3.24: Efectos de la temperatura y humedad sobre las medidas [15]

3.2.3. Medición de distancia basada en detección de picos

Como se aprecia en la Sección 3.2.1, la precisión del método de TOF depende de que la detección de la señal arribada se dé siempre en el mismo punto. La técnica de detección de picos permite cumplir con este propósito al detectar el punto máximo de la forma de onda de la señal ultrasónica recuperada a la salida del receptor.

La detección de pico empieza con la detección de envolvente de la señal, esta puede hacerse de forma analógica mediante la aplicación de filtros activos, o mediante técnicas de DSP aplicadas a una señal previamente digitalizada mediante un ADC.

En su artículo, Lyons [18] enumera distintas técnicas de DSP para la realización de la detección de envolvente, la más atractiva por su simplicidad y alta precisión es la técnica llamada “Detección de envolvente de onda completa asíncrona”, que consiste en la detección del valor absoluto de la señal seguida de un filtro paso bajo, como puede verse en la Figura 3.25.

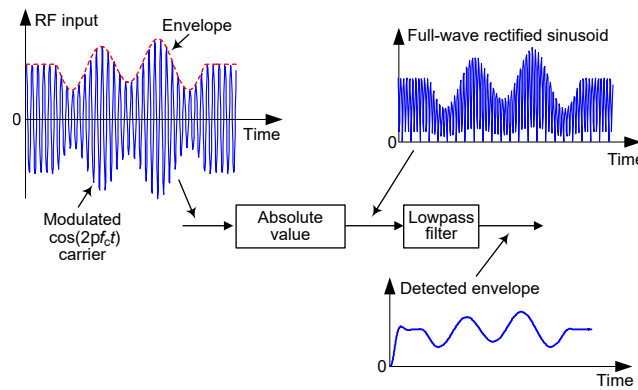


Figura 3.25: Detección digital de envolvente [18]

La frecuencia de corte de este filtro debe cumplir la condición de ser mucho menor que la frecuencia de la señal de entrada y mucho mayor que la frecuencia de la señal de envolvente. Una buena aproximación de esta frecuencia de corte está dada por la Ecuación 3.5.

$$F_{Corte} = \sqrt{F_{Señal} - F_{Envolvente}} \quad (3.5)$$

El siguiente y último paso en la detección de pico, consiste en calcular la primera derivada de la envolvente encontrada e igualarla a cero para el caso digital. Para el caso analógico, se pasa la señal de salida del filtro activo por un circuito derivador, para luego pasar su salida por un detector de cruce por cero como se indica en la Figura 3.26.

Al igual que la técnica descrita en la Sección 3.2.2, esta técnica de medición también puede ser combinada con el método de detección de fase con el fin de aumentar la precisión de la medida, en su artículo Chia-Chang Tong [45] asegura haber conseguido una precisión de hasta $0,0254mm$ en un rango de medición de $50mm$ al usar una

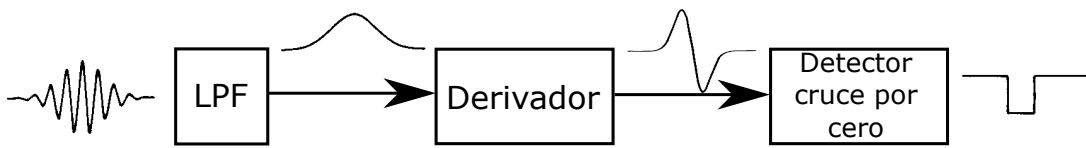


Figura 3.26: Diagrama de detector de pico analógico

combinación de ambos métodos, y una precisión de $0,25mm$ al aplicar únicamente el método de **TOF**, lo cual convierte a esta técnica de medición en una propuesta bastante atractiva para aquellas aplicaciones en las que se requiera de una precisión milimétrica.

3.3. Conclusiones

El método de **TOF** es el más utilizado en aplicaciones de medición de distancia debido a la sencillez de su implementación, sin embargo su precisión se ve seriamente comprometida por el estrecho ancho de banda de los transductores ultrasónicos.

Las técnicas de medición estudiadas ayudan a corregir este problema mediante la detección de un punto fijo de la señal que permite calcular el **TOF** de manera precisa. En base a los resultados obtenidos por los autores y a la complejidad de la implementación de los sistemas propuestos, se concluye que las mejores técnicas de medición son la técnica APESW (basada en evaluación de fase) y la técnica de detección de pico. En el siguiente capítulo se realiza un breve análisis de estas dos técnicas con el fin de elegir la más óptima para el diseño del sensor de nivel requerido.



Capítulo 4

Análisis de las técnicas de medición por ultrasonido

En este capítulo se realiza un análisis de dos de las técnicas de medición de distancia descritas en el Capítulo 3 que presentan los mejores resultados con menor complejidad. Se empieza con el análisis de la técnica APESW (técnica de evaluación de fase) que utiliza modulación de amplitud y fase para detectar un punto de la señal donde las ondulaciones se cancelan, que luego es aprovechado para la medición del TOF. Posteriormente se realiza el análisis de la técnica de detección de pico, la cual aprovecha la posición del punto máximo de la envolvente de la señal para la medición del TOF.

4.1. Herramientas de software

Para el análisis de las técnicas de medición y la posterior implementación del sistema definitivo fue necesario el uso de algunas herramientas de software como compiladores, simuladores de circuitos electrónicos, software de diseño, entre otros, las cuales son descritas a continuación.

4.1.1. MikroC

MikroC for PIC es un compilador ANSI C utilizado para la programación de microcontroladores de 8 bits *Peripheral Interface Controller (PIC)* de Microchip. Fue creado por la compañía Mikroelektronika con sede en la ciudad de Belgrado, Serbia, para

el desarrollo de sistemas embebidos. Es un completo paquete de software que ofrece muchas herramientas (editores, depurador, librerías, terminales, etc.) que facilitan el desarrollo de proyectos [46] [47] [48].

El lenguaje C que utiliza, facilita la programación mediante funciones predefinidas y creadas por el desarrollador, así como también mediante el uso de variables, de tipo caracter, entero, y punto decimal [49]. Existe una versión de este programa llamada MikroC for dsPIC/PIC24, que posee las mismas características descritas, pero orientada para la programación de microcontroladores de 16 bits dsPIC30/33 y PIC24 [50].

4.1.2. Proteus Design Suite

Proteus Design Suite es un paquete de software de diseño electrónico creado por la compañía Labcenter Electronics Ltd. con sede en Yorkshire, Inglaterra. Está compuesto por los programas ISIS “*Intelligent Schematic Input System*” (Sistema Inteligente de Entrada Esquemática) y ARES “*Advanced Routing and Editing Software*” (Software de Edición y Ruteo Avanzado) [51] [52].

El programa ISIS permite diseñar y simular circuitos electrónicos digitales y analógicos, así como también una gran variedad de microcontroladores PIC y dsPIC. Ofrece muchas herramientas que permiten simulaciones en tiempo real y análisis de procesos paso a paso mediante el uso de un depurador. Permite además simular el comportamiento de complejos sistemas mediante la simulación de sensores (humedad, temperatura, presión, luminosidad, etc.), actuadores (motores DC, servomotores, luces incandescentes, etc.), instrumentos de medición (voltímetros, amperímetros, osciloscopios, etc.) y periféricos de entrada y salida (teclado, parlantes, puertos RS232 y USB) [49].

El programa ARES es un software que facilita el diseño de PCB mediante el uso de librerías o la edición de componentes, permite un ruteado de pistas de forma manual o automática mediante la configuración de reglas de diseño.

4.1.3. FilterPro

FilterPro es un software para el diseño de filtros activos desarrollado por la compañía Texas Instrument. Facilita el diseño de cualquier tipo de filtro activo ya sea paso bajo, paso alto, paso banda y rechaza-banda; permitiendo escoger especificaciones exactas como la ganancia del filtro, frecuencia de corte, ancho de banda, ondulación permisible

de la banda de paso, atenuación en la banda de detención o sencillamente escogiendo el orden del filtro requerido.

Permite además escoger el tipo de respuesta del filtro a diseñar, entre los cuales se encuentran: Bessel, Gaussiano, Butterworth, Chebyshev y algunas variaciones de estos. También permite escoger la topología del filtro entre Sallen-Key y Multiple-Feedback.

4.1.4. MATLAB

MATLAB “*MATrix LABoratory*” (Laboratorio de Matrices) es una herramienta de software matemático de alto rendimiento que integra el cálculo, la visualización y la programación en un entorno fácil de utilizar. Algunas de las tareas que permite realizar son el desarrollo de algoritmos; el modelado simulación y creación de prototipos; el análisis, exploración y visualización de datos; además de un completo desarrollo de aplicaciones que incluye la creación de interfaces gráficas de usuario.

La principal característica de MATLAB es que utiliza elementos de datos básicos es forma de array que no requiere dimensionamiento, esto le permite resolver problemas con formulaciones de matrices o vectores, en una fracción del tiempo que se necesitaría para ejecutar programas en lenguajes escalares no interactivos como C [53] [54].

4.2. Análisis de la técnica APESW

Para el análisis de esta técnica se utiliza el circuito de la Figura 4.1 propuesto por Y.P. Huang [15] en su artículo “Envelope pulsed ultrasonic distance measurement system based upon amplitude modulation and phase modulation”.

Para facilitar la simulación y construcción del circuito, se optó por reemplazar algunos componentes electrónicos por similares y a rediseñar algunas partes del circuito. Así por ejemplo, se cambió el *Complex Programmable Logic Device (CPLD)* Altera-10k por un microcontrolador PIC 18F4550 que resulta fácil de conseguir y sencillo de programar, con lo que también se prescindió del circuito de cambio de nivel (*Level-shift circuit*) debido a que el microcontrolador tiene un nivel lógico compatible con el CD4069. Por otro lado, en la parte del receptor se reemplazaron los circuitos de sujeción (*Clamping circuit*) y *Schmitt-trigger* por un único circuito integrado comparador diferencial TL712CP, el cual permite una conmutación de alta velocidad con un retardo de propagación de apenas $25ns$ [55]. En la Figura 4.2 se puede observar el diagrama de

bloques del circuito modificado.

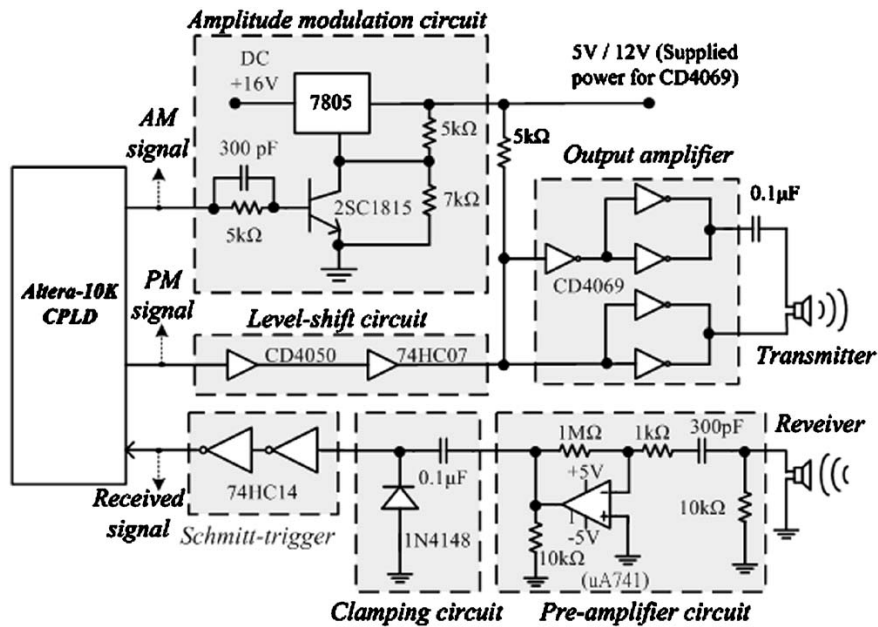


Figura 4.1: Esquema del circuito electrónico del sistema de medición [15]

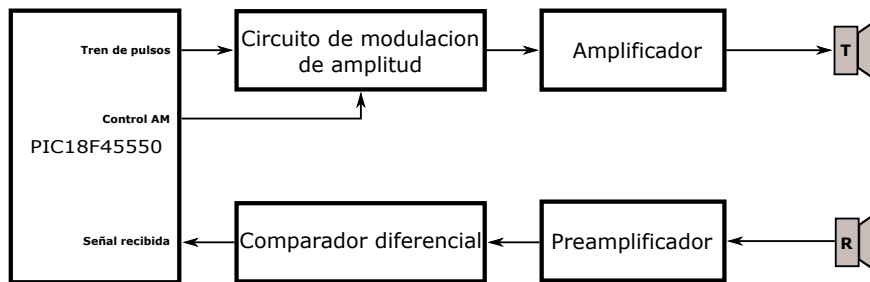


Figura 4.2: Diagrama del circuito modificado

El software del sistema se desarrolla en MikroC siguiendo el diagrama de flujo que se muestra en la Figura 4.3 y cuya simulación es realizada en ISIS. En la Figura 4.4.a puede verse la forma de onda de la señal de tren de pulsos con inversión de fase (rotulada como PM por modulación de fase), y la señal de control del modulador AM, en tanto que en la Figura 4.4.b puede verse la señal APESW resultante.

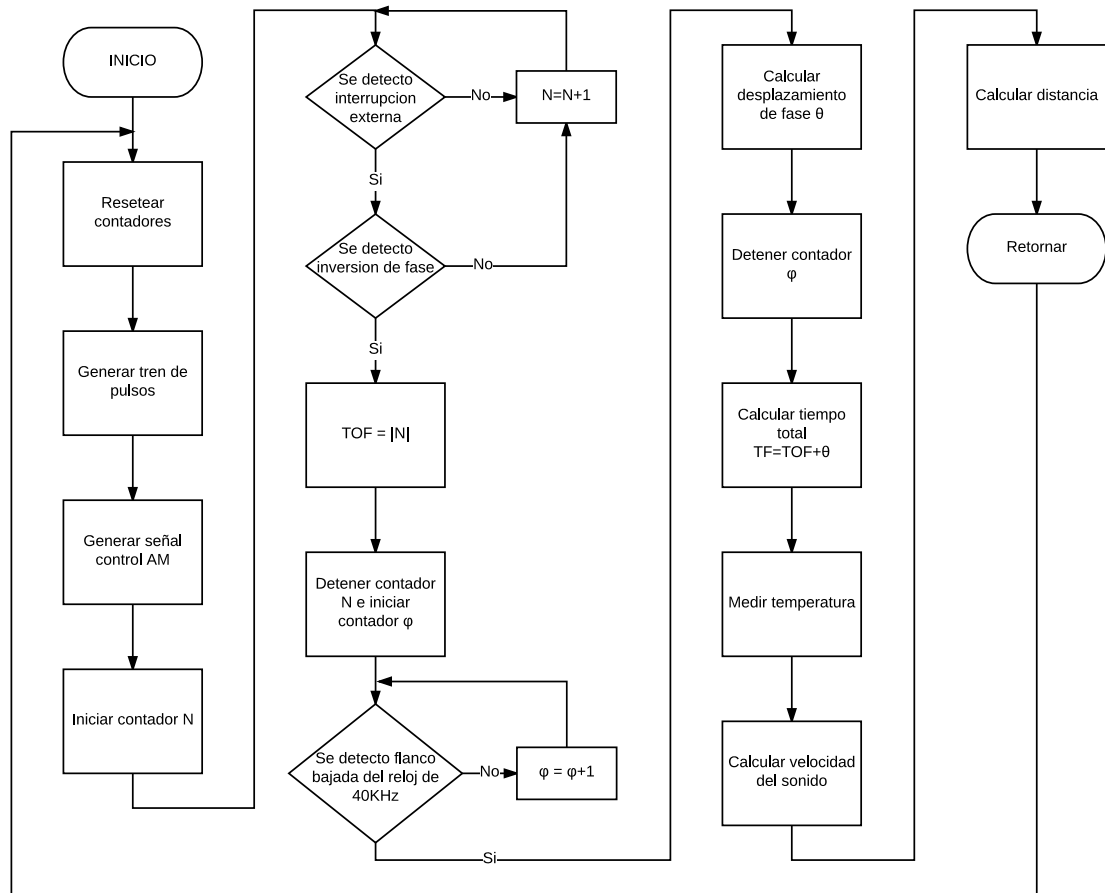


Figura 4.3: Diagrama de flujo del sistema APESW

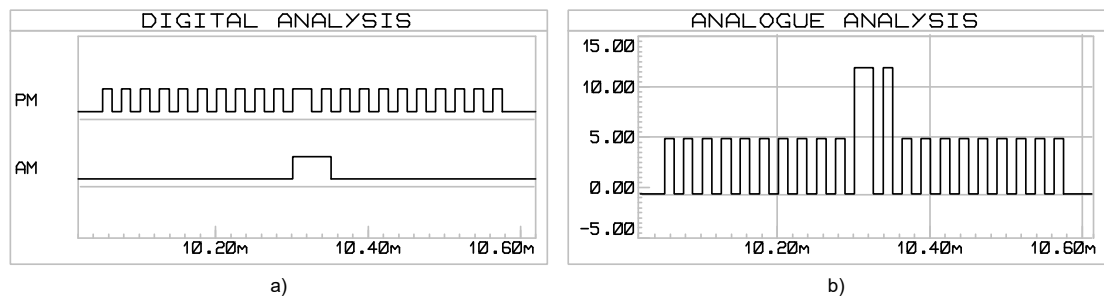


Figura 4.4: a) Tren de pulsos y señal de control de AM, b) Señal APESW

Para la simulación de los transductores ultrasónicos se utiliza un filtro paso banda con frecuencia de corte igual a 40KHz y un ancho de banda igual a 5KHz , de tal manera que concuerden con las características de los transductores utilizados. Para su diseño se utiliza el software FilterPro, en el cual se escoge un filtro tipo Bessel de sexto

orden, en la Figura 4.5 puede observarse el diseño del filtro utilizado.

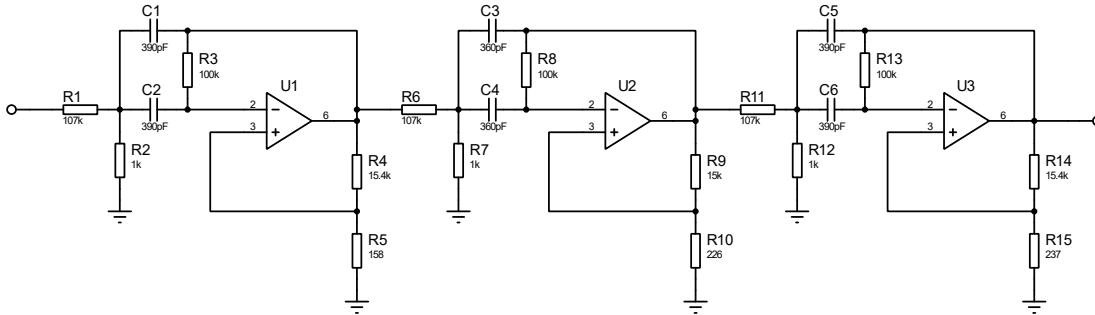


Figura 4.5: Filtro Bessel de 6to orden utilizado para simular el transductor ultrasónico

En la Figura 4.6.a se observa el espectro de la señal APESW, en tanto que en la Figura 4.6.b se observa su espectro después de pasar por el filtro paso banda.

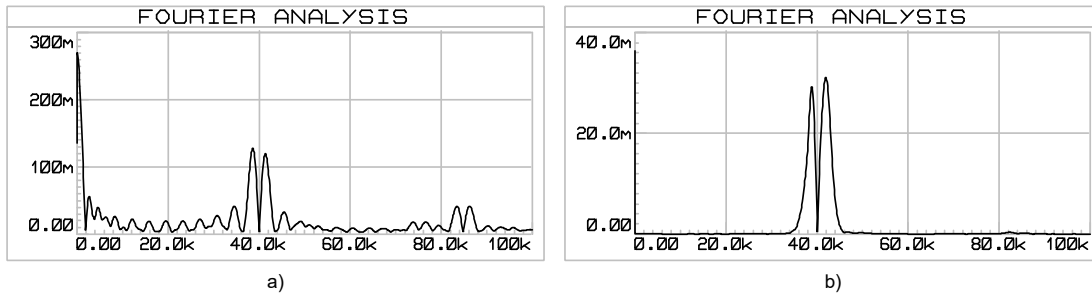


Figura 4.6: a) Espectro de la señal APESW, b) Espectro de la señal APESW filtrada

Este truncamiento del contenido espectral da como resultado una señal como la de la Figura 4.7, que representa la señal que se obtiene a la salida del transductor receptor en el dominio del tiempo. Al compararla con la señal *Rx* de la Figura 3.18 de la Sección 3.2.2, se observa que mantiene cierta similitud con esta, con lo cual se comprueba la validez de la simulación realizada.

Posteriormente, la salida del filtro se digitaliza mediante la aplicación de un detector de cruce por cero, cuya salida se conecta a un pin del PIC para producir una interrupción externa en cada flanco de subida de la señal digital.

Luego, mediante la aplicación de un *Timer* se calcula la duración entre las interrupciones producidas por la señal digital y se utiliza este tiempo para determinar el punto donde se produce el cambio de fase, para luego proceder a calcular la distancia siguiendo el procedimiento descrito en el diagrama de flujo de la Figura 4.3.

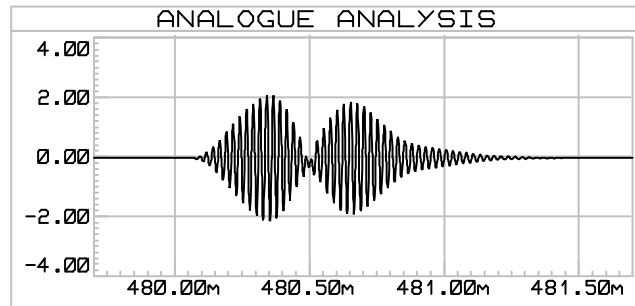


Figura 4.7: Representación en el tiempo de la señal APESW filtrada

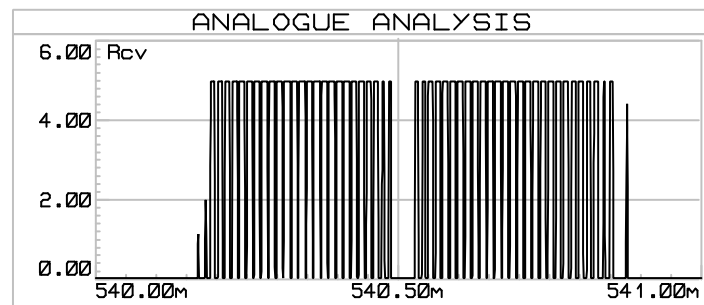


Figura 4.8: Salida digitalizada del filtro paso banda

Los resultados obtenidos por la simulación apuntan a que el sistema propuesto por Y.P. Huang [15] cumple con el objetivo de calcular la distancia de forma precisa y confiable, no obstante los resultados del circuito implementado son muy distintos. La primera anomalía que se detecta es una fluctuación constante de la lectura de la distancia calculada, razón por la cual se procedió a analizar el circuito con la ayuda de un osciloscopio; en la Figura 4.9 se puede observar la señal obtenida a la salida del transductor receptor.

Al compararla con la señal simulada de la Figura 4.7 se encontró una gran similitud en la forma de su envolvente, sin embargo se notó que la atenuación central de la señal medida no era tan abrupta como la obtenida en la simulación, razón por la cual el circuito de detección de cruce por cero no generaba la señal esperada que permitía la detección de cambio de fase por parte del PIC.

En la simulación, al comparar la señal APESW filtrada, con una señal de reloj operando a la misma frecuencia, se observa que efectivamente existe una inversión de fase de los últimos semiciclos de la señal con respecto a los primeros, como se observa en la Figura 4.10.

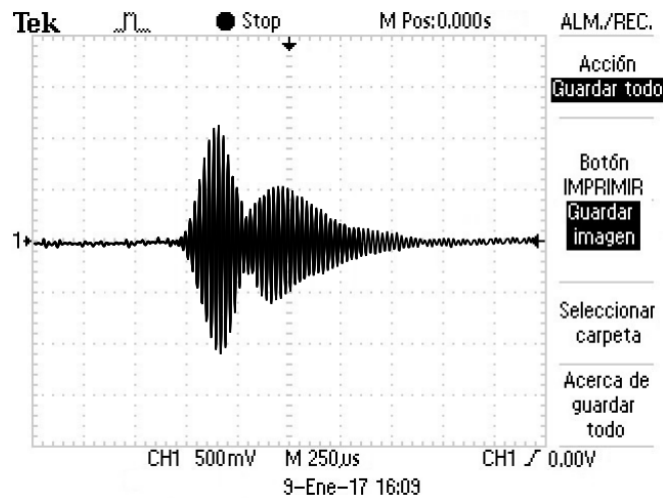


Figura 4.9: Señal obtenida con el osciloscopio a la salida del transductor ultrasónico

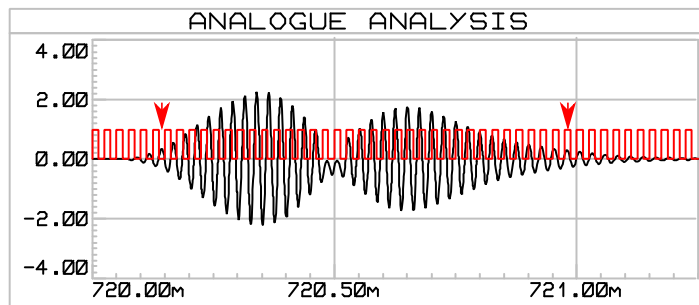


Figura 4.10: Comparación de la señal [APESW](#) con una señal de reloj donde se evidencia el cambio de fase

No obstante, en el circuito implementado al tratar de analizar la señal obtenida a la salida del transductor receptor por medio del osciloscopio, no fue posible determinar exactamente el punto donde ocurre el cambio de fase de la señal ultrasónica, debido básicamente a la dificultad que representa generar una señal de reloj perfectamente sincronizada con la señal recibida una vez que esta se ha propagado por el aire.

Para solucionar esta limitación se procedió a medir el tiempo trascurrido desde un punto fijo de la señal hasta el inicio de cada semiciclo producido después de este, como se explica en la Figura 4.11, con lo cual se obtuvieron los valores de la Tabla 4.1.

Con los datos obtenidos se procedió a dibujar una representación de las mediciones realizadas a escala real en un software *Computer-Aided Design* (CAD) y a compararlas con una señal de reloj de 40KHz como se observa en la Figura 4.12.

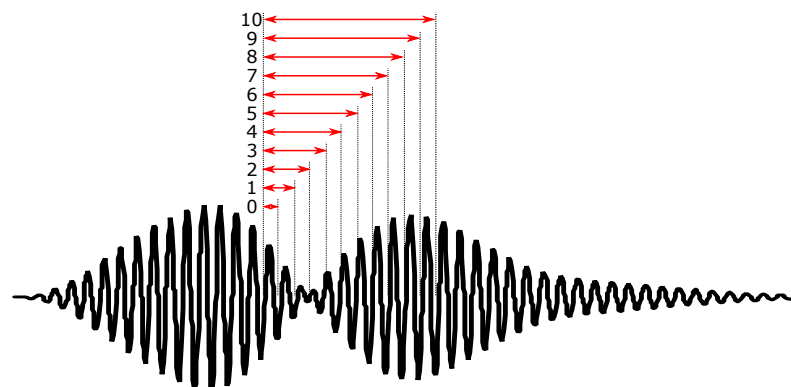


Figura 4.11: Medición para la estimación de cambio de fase

Medición	Tiempo us
0	25
1	48.75
2	72.50
3	96.25
4	120
5	143.75
6	167.50
7	191.25
8	215
9	238.75
10	262.50

Tabla 4.1: Medición para la estimación del cambio de fase

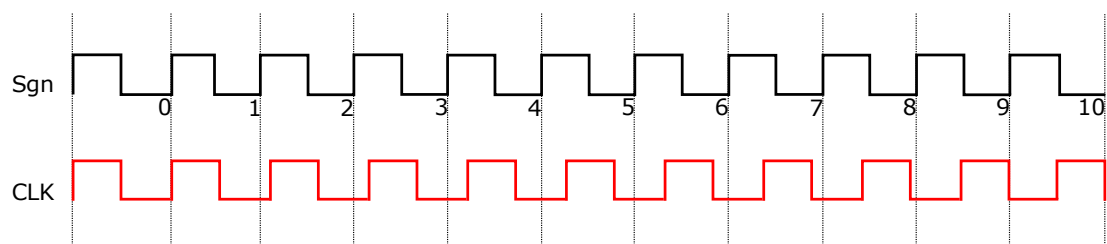


Figura 4.12: Comparación de la señal recibida con un reloj de 40KHz

De esta forma se pudo comprobar la existencia de la inversión de fase de la señal al comparar las fases del primer y el último ciclo; sin embargo se encontró que esta inversión no ocurre de manera abrupta como se esperaba, sino más bien de forma paulatina hasta que transcurra el tiempo correspondiente a los 10 ciclos de la señal

APESW previos a la inversión de fase.

A partir de aquí se realizaron muchas pruebas utilizando varias configuraciones posibles para el circuito, como por ejemplo el incluir y retirar el modulador de amplitud; el probar múltiples patrones para el tren de pulsos; también se probaron múltiples modelos de transductores de diferentes dimensiones y de mayor potencia; además de cambiar el tren de pulsos rectangulares por pulsos sinusoidales, obteniendo resultados infructuosos en cada experimento realizado.

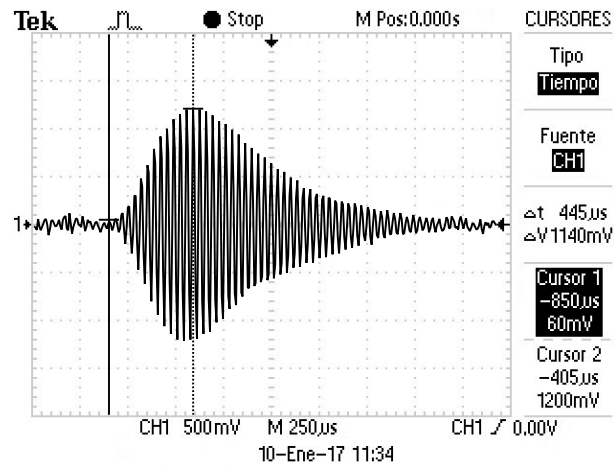
Una posible explicación del fracaso en la implementación del sistema puede ser la posición en la que se colocaron los transductores. Como se observa en la Figura 3.22 del Capítulo 3, el autor del artículo posiciona los transductores uno frente al otro, de tal forma que la propagación de la onda ultrasónica se produce de forma directa entre el transmisor y el receptor sin que exista reflexión sobre una superficie externa, con lo cual se asume que la onda ultrasónica llega con mayor potencia al receptor al presentarse menor absorción del aire y el objetivo en que se refleja, lo que a su vez permite que se de el efecto de cancelación de ondas descrito en la Sección 3.2.2.

4.3. Análisis de la técnica de detección de pico

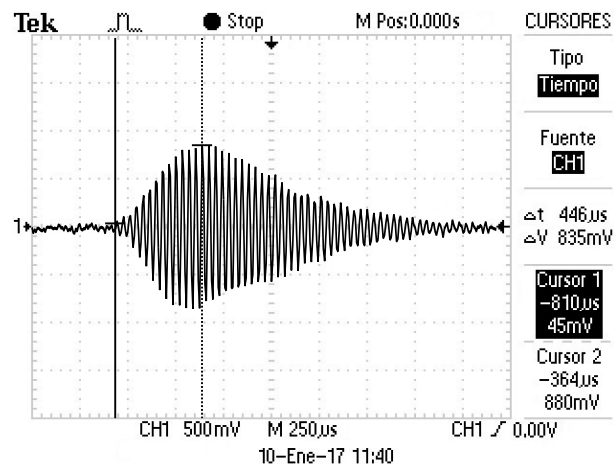
Al tratar de implementar la técnica analizada en la sección anterior, se observó que al utilizar distintos tipos de transductores ultrasónicos, cada uno de ellos distorsionaba la forma de los pulsos y de la envolvente de la señal de diferentes maneras, sin embargo, se notó que en todos ellos el pico máximo de la envolvente de la señal ultrasónica se mantenía siempre en una posición constante con respecto al frente de onda de la señal.

En las Figuras 4.13.a y 4.13.b se pueden observar el resultado de dos mediciones realizadas con el osciloscopio a la salida del transductor receptor a distancias de $250mm$ y $275mm$ del objetivo respectivamente, en ellas se puede constatar que a pesar de que las señales ultrasónicas tengan diferentes amplitudes (producto de la absorción del aire), mantienen aproximadamente la misma separación de $445\mu s$ entre el frente de onda y el pico de la cresta.

De esta forma se comprobó que la técnica de detección de pico puede proporcionar una medición fiable de la posición de un punto único e irrepetible de la señal ultrasónica que permita la medición precisa del tiempo de propagación de la onda, lo que a su vez permite una medición precisa de la distancia requerida.



a)



b)

Figura 4.13: Señal obtenida con el osciloscopio a la salida del transductor ultrasónico
a) 250mm, b) 275mm



4.4. Conclusiones

Debido a la imposibilidad de replicar los resultados obtenidos por el autor de la técnica [APESW](#), se concluye que el autor utiliza una disposición especial de los transductores, la cual no permite su aplicación en el sistema de medición de nivel que se desea implementar, razón por la cual se opta por descartar esta técnica.

Por otro lado, las mediciones realizadas con el osciloscopio a la salida de diferentes transductores y a diferentes distancias, demuestran que la técnica de detección de pico es ideal para la medición confiable del tiempo de propagación de la onda, lo cual es indispensable para una correcta estimación de la distancia utilizando la formula del [TOF](#). Debido a esto y a la ventaja de que esta técnica es relativamente sencilla de implementar, finalmente se opta por utilizarla en el diseño e implementación del sensor de nivel requerido.

Capítulo 5

Diseño del sensor de nivel ultrasónico

En este capítulo se detallan todos los procedimientos desarrollados en el diseño e implementación del sensor de nivel utilizando la técnica de detección de picos. El capítulo incluye los criterios utilizados para la selección de los transductores ultrasónicos, el procedimiento de diseño del circuito electrónico y la explicación en detalle de todos los pasos seguidos en el diseño del algoritmo de medición.

5.1. Selección de la configuración de los transductores

Para el diseño del sensor ultrasónico se puede escoger entre dos configuraciones: *pitch-catch* y *pulse-echo*. La configuración *pitch-catch* consiste en la utilización de dos transductores ultrasónicos, uno de los cuales hará de transmisor y el otro de receptor; en tanto que la configuración *pulse-echo* consiste en la utilización de un único transductor que cumplirá las funciones de transmisor y receptor con la ayuda de un conmutador, la Figura 5.1 muestra los diagramas de estas dos configuraciones [5].

Para el criterio de selección de la configuración que se va a utilizar es necesario conocer y evaluar las características de longitud de zona ciega y de patrón de radiación de los transductores disponibles.

Como se observa en la Sección 3.2.2, todos los transductores ultrasónicos sufren de un fenómeno de oscilación remanente llamado *ringing*, el cual tiene una duración de

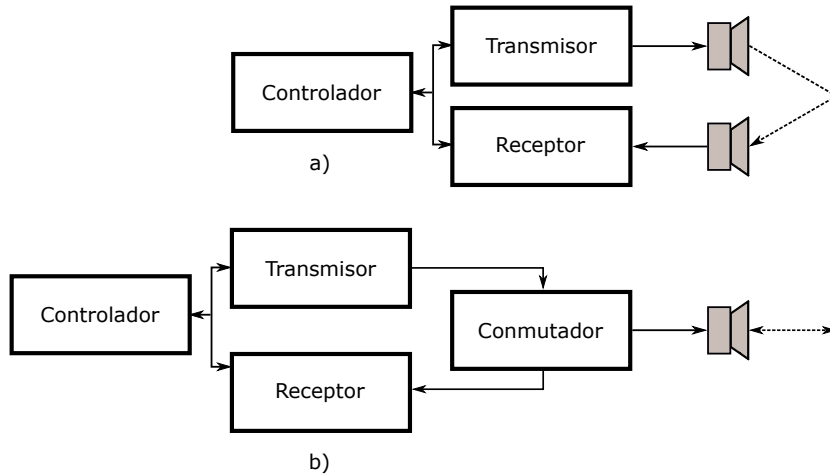


Figura 5.1: a) Configuración pitch-catch, b) Configuración pulse-echo

entre 1 y 1,5ms para un transductor típico de 40KHz, y esta determinado por el radio del transductor ultrasónico así como también del material del que esté construido [5]. Al utilizar la configuración *pulse-echo*, donde el mismo transductor cumple las funciones de transmisor y receptor ocurre que el sistema tiene que esperar hasta que se disipe por completo el *ringing* para realizar la lectura de la señal de retorno, porque de otra forma existiría una interferencia entre el *ringing* y la señal recibida como puede verse en la Figura 5.2.

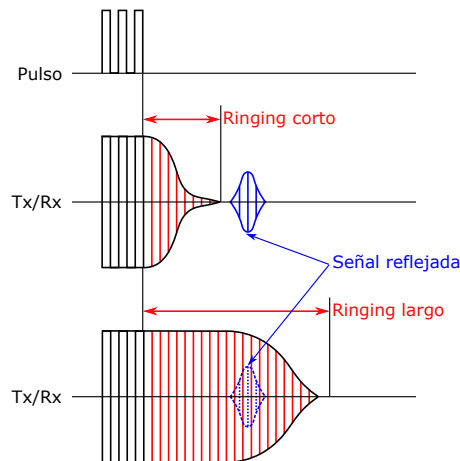


Figura 5.2: Interferencia del ringing con la señal reflejada [19]

Este periodo de espera determina la longitud de la zona ciega del sensor al aplicar la Ecuación 3.1 para el cálculo de la distancia, así por ejemplo para un sensor con un

ringing típico de $1,2ms$ la longitud de la zona ciega a temperatura ambiente será:

$$d = \frac{343,2 * 1,2 \times 10^{-3}}{2} = 205,92mm \quad (5.1)$$

Lo que implica que la distancia mínima a la que puede ubicarse el sensor con respecto al objetivo es de $20,59\text{ cm}$.

La siguiente característica a evaluar es el patrón de radiación del transductor; tras revisar el valor del *Half Power Beam Width (HPBW)* en la hoja de datos de varios transductores, se encontró que el valor típico está entre 50° y 90° [56] [20], y aunque se encontraron también transductores con un *HPBW* muy estrechos de hasta 15° , sus costos se incrementan hasta 10 veces en relación al costo de un transductor típico.

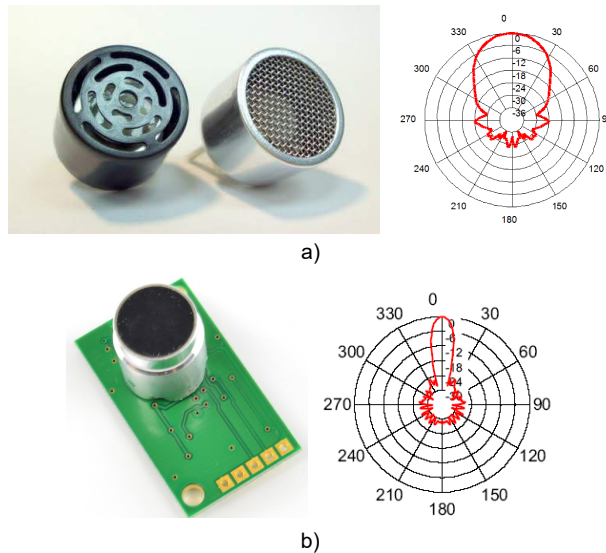


Figura 5.3: Patrón de radiación de diferentes tipos de transductores ultrasónicos
a) 400ST160/400SR160 Pro-Wave Electronics, b) SRF235 Devantec [20] [21]

Estas características toman especial relevancia al considerar las condiciones de instalación del sensor a diseñar. En la Figura 5.4 se puede observar uno de los canales de captación de filtraciones sobre el cual se instalará el sensor.

Dichos canales tienen un ancho aproximado de $20cm$ y el sensor debe estar ubicado sobre el centro del canal a una altura mínima de $20,5cm$ sobre el borde, como se calcula en la Ecuación 5.1. La Figura 5.5 muestra un corte transversal del canal y la ubicación a escala real del transductor en configuración *pulse-echo*.



Figura 5.4: Canal de filtraciones de la presa de Chanlud

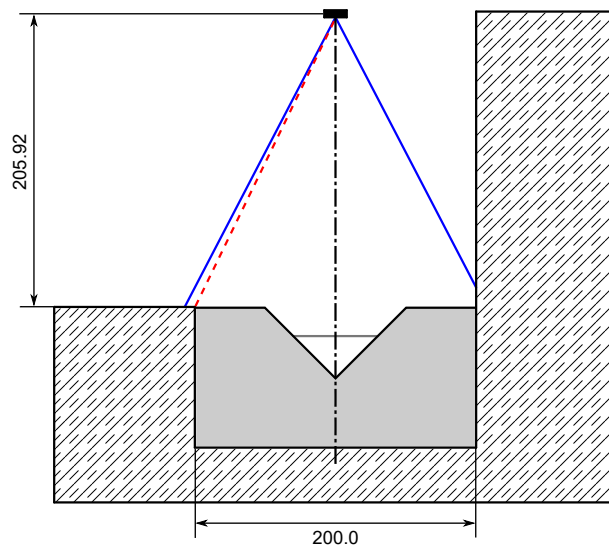


Figura 5.5: Ubicación del sensor con configuración pulse-echo

En la Figura 5.5 se observa que para un transductor con un ancho de haz típico de 55° , parte de la onda ultrasónica impacta en el borde del canal, lo cual representa un problema debido a que el sistema de medición por ultrasonido opera midiendo el

tiempo de propagación de la primera onda en retornar al transductor, la cual en este caso será la que sigue la trayectoria de la línea punteada roja, produciendo errores en la medición.

Una forma evidente de solucionar este problema es utilizar un transductor con un ancho de haz más estrecho como el de la Figura 5.3.b, sin embargo una solución más efectiva y económica consiste en utilizar la configuración *pitch-catch* compuesta por dos transductores; la Figura 5.6 muestra la implementación a escala real de esta configuración.

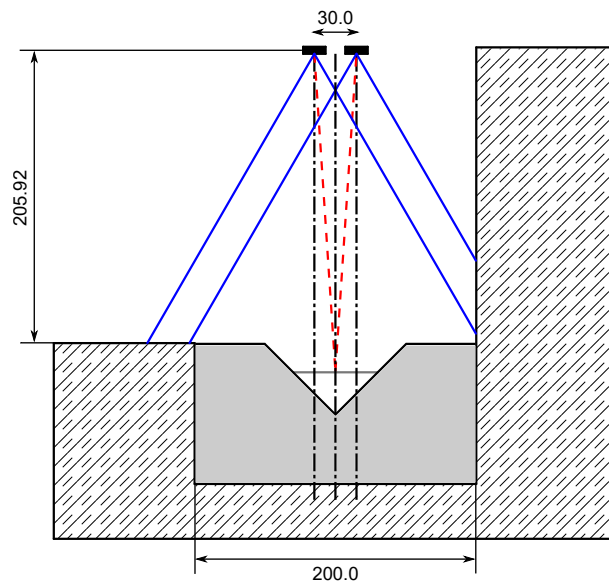


Figura 5.6: Ubicación del sensor con configuración pitch-catch

En la Figura 5.6 se observa dos transductores con el mismo ancho de haz que en la configuración anterior; la línea punteada roja representa la trayectoria más corta de una onda ultrasónica que se propaga desde el emisor hasta el receptor; a diferencia de la configuración anterior, la onda que llega primero al receptor es la que se refleja sobre la superficie del líquido que fluye por el canal, lo que soluciona el problema de interferencia con los bordes. Por esta razón se utiliza esta configuración en el diseño del sensor.

5.2. Selección de los transductores ultrasónicos

Para seleccionar los transductores ultrasónicos que mejor se adapten a las necesidades de diseño es conveniente conocer los tipos de transductores disponibles. Los transductores ultrasónicos pueden clasificarse según su construcción en: Transductores ultrasónicos de estructura cerrada, transductores ultrasónicos tipo SML y transductores ultrasónicos de estructura abierta.

5.2.1. Transductores ultrasónicos de estructura cerrada

Los transductores ultrasónicos de estructura cerrada están diseñados para su uso en exteriores por lo que están sellados para proteger el transductor de lluvia, polvo y condensación de agua, algunos modelos de este tipo de transductor puede verse en la Figura 5.7 [20].

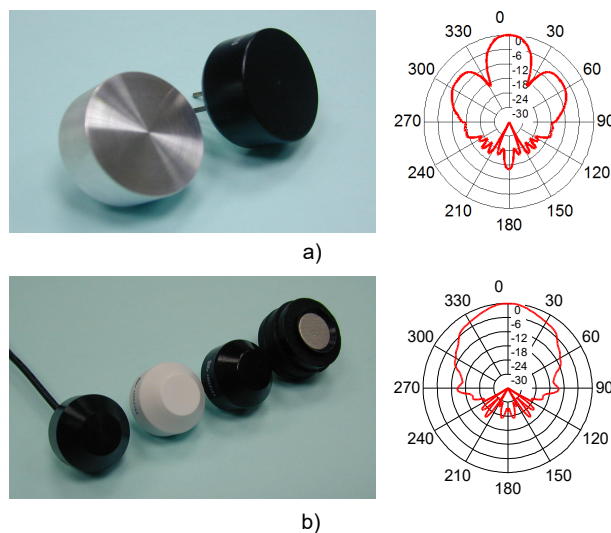


Figura 5.7: Transductores ultrasónicos de estructura cerrada
a)328ET250 Pro-Wave Electronics, b)400EP18A Pro-Wave Electronics [20]

Este tipo de transductor está construido con una carcasa metálica que lo recubre por completo, como se observa en la Figura 5.8; está cubierta hace que parte de la vibración ultrasónica se propague por los costados laterales del transductor, produciendo patrones de radiación como los expuestos en la Figura 5.7.

Esta vibración lateral a más de ensanchar el patrón de radiación dificulta la implementación de la configuración *pitch-catch*, debido a que produce que la señal ultrasónica

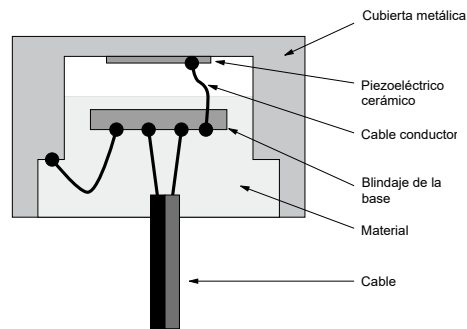


Figura 5.8: Construcción de un transductor ultrasónico de estructura cerrada [22]

se propague directamente del transmisor al receptor produciendo errores en la medición. Para solucionar este problema los fabricantes recomiendan recubrir el transductor con un material elástico de manera que absorba la vibración lateral como se puede observar en la Figura 5.9, sin embargo, en la práctica se comprueba que parte de la vibración también se propaga por el PCB en el que están instalados los transductores, haciéndola muy difícil de eliminar.

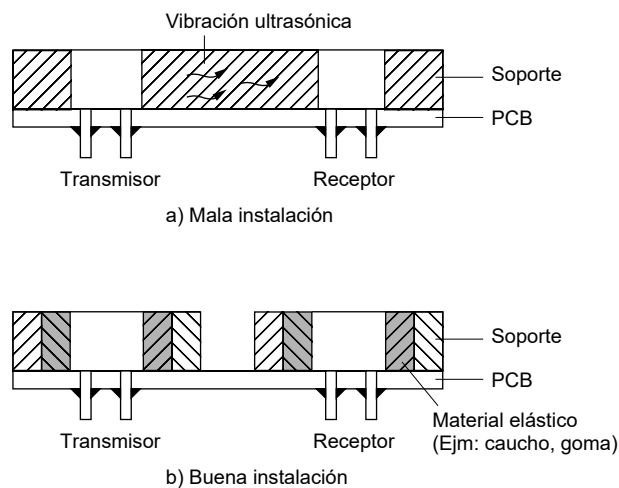


Figura 5.9: Recomendaciones de instalación de los transductores ultrasónicos de tipo cerrado [22]

Otra característica especial de este tipo de transductor es que opera a voltajes tan altos como $120V_{pp}$, por lo que sus circuitos de excitación requieren de transformadores elevadores que operen a la frecuencia de resonancia del transductor o de convertidores de voltaje DC-DC de tipo *Boost* como los de las Figura 5.10, además de esto requieren de circuitos acopladores de impedancia que garanticen la máxima transferencia de energía

al transductor ultrasónico [22][16].

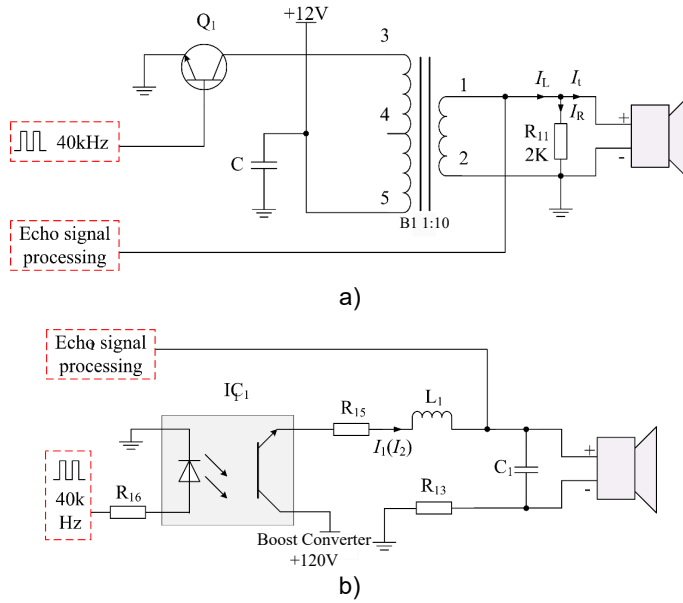


Figura 5.10: a) Circuito de excitación con transformador de frecuencia intermedia
b) Circuito de excitación con Convertidor Boost [16]

5.2.2. Transductores ultrasónicos tipo SML

Los transductores ultrasónicos tipo SML están diseñados para aplicaciones industriales donde se requiera de una alta precisión y/o un patrón de radiación agudo. Este tipo de transductores cubren rangos de frecuencia de $70KHz$ a $250KHz$ y rangos de medición desde unos pocos centímetros hasta unos 20 metros [20][22]. Un modelo de este tipo de transductor puede verse en la Figura 5.11.

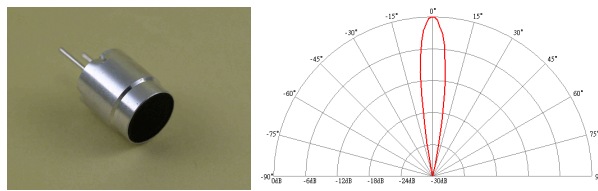


Figura 5.11: Transductor ultrasónico SML [20]

Para aplicaciones que requieran de alta precisión suelen utilizarse transductores de alta frecuencia, esto suele ser un problema puesto que la absorción del aire es directamente proporcional a la frecuencia de la onda ultrasónica, es decir que mientras más

alta sea la frecuencia de la onda más se atenuará al propagarse por el aire. Los transductores tipo **SML** solucionan este problema al incluir una capa de adaptación compuesta de goma de silicona y micro esferas de vidrio, que ayudan a acoplar la impedancia del piezoeléctrico cerámico con la impedancia del aire [57]. En la Figura 5.12 puede verse como está construido este tipo de transductor.

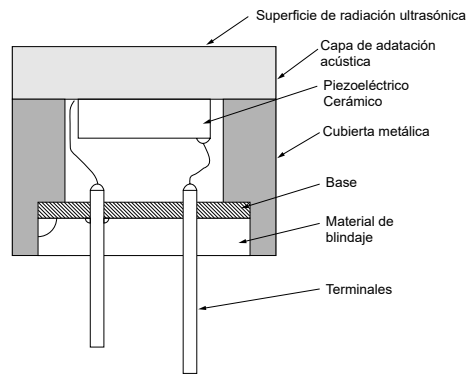


Figura 5.12: Construcción de un transductor ultrasónico SML [22]

Al igual que los transductores de estructura cerrada, el transductor tipo **SML** requiere de altas tensiones para su funcionamiento, por lo que utiliza los mismos tipos de circuitos de excitación descritos en la Figura 5.10.

5.2.3. Transductores ultrasónicos de estructura abierta

Los transductores ultrasónicos de estructura abierta poseen una mayor sensibilidad que los tipos anteriores. Además, de un ancho de banda más amplio y una durabilidad aceptable en ambientes con amplios rangos de temperatura y humedad. Un modelo de este tipo de transductor puede verse en la Figura 5.13.



Figura 5.13: Transductor ultrasónico de estructura abierta [20]

En la Figura 5.14 se puede observar la forma en la que está construido este tipo de transductor. Se observa que está constituido básicamente por un vibrador múltiple fijado elásticamente a una base. El vibrador múltiple consta de un resonador y un

vibrador constituido por una placa metálica y una lámina de piezoeléctrico cerámico. El resonador de forma cónica tiene una doble función, la de irradiar eficazmente las ondas ultrasónicas generadas por la vibración, y la de concentrar eficazmente las ondas ultrasónicas que retornan en la parte central del vibrador [22].

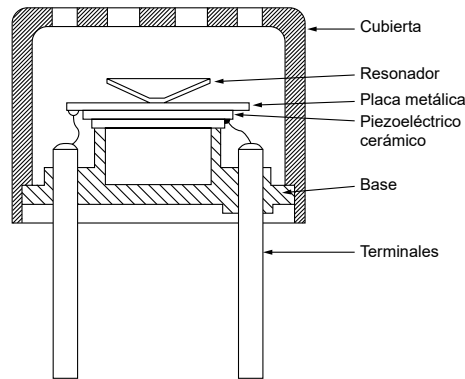


Figura 5.14: Construcción de un transductor ultrasónico de estructura abierta [22]

Debido a su estructura abierta y a su alta sensibilidad, este tipo de transductor opera con tensiones relativamente bajas de entre 10 y 20V_{pp}, por lo que pueden ser excitados con circuitos mucho más sencillos que los utilizados por los anteriores tipos de transductores. Uno de estos circuitos recomendados por los fabricantes [22], consiste en utilizar un inversor *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (CMOS)* como el que se utiliza en el circuito del sistema APESW analizado en la Sección 4.2. El esquema de este circuito puede observarse en la Figura 5.15.

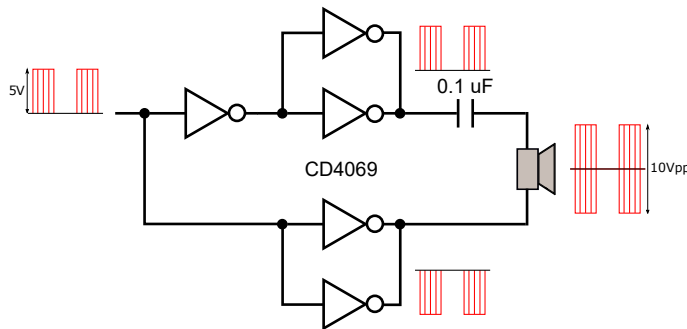


Figura 5.15: Circuito de excitación de transductor de estructura abierta [22]

Finalmente se opta por utilizar este tipo de transductor por una serie de ventajas sobre los demás como por ejemplo, la simplicidad de su circuito de excitación, mayor sensibilidad, reducido precio, mejor disponibilidad para la compra y su rendimiento

aceptable en las condiciones ambientales de instalación. El modelo de transductor utilizado es el T/R40-16 fabricado por la empresa Waitrony, cuyas especificaciones técnicas encontradas en el *datasheet* incluyen [58]:

- Frecuencia central: $40 \pm 1\text{KHz}$
- Ancho de banda: 5KHz
- Ángulo de haz: 55°
- Capacitancia: 2100pF
- Sensibilidad de recepción: $-59\text{dB}/\text{v}/\text{ubar}$ a 40KHz
- Máximo voltaje de entrada: 20Vrms
- Humedad relativa de operación: $+10 \sim +90\%$
- Temperatura de operación: $-30 \sim +80^\circ\text{C}$

5.3. Diseño del circuito receptor

La técnica detección de pico seleccionada tiene la desventaja de ser muy susceptible al ruido y a las fluctuaciones de amplitud de la señal ultrasónica, razón por la cual es indispensable diseñar un circuito adecuado de recepción que se encargue de corregir estos problemas. Este circuito tiene la tarea de acoplar, amplificar, filtrar y acondicionar la señal que se recibe a la salida del transductor receptor, para lo cual es dividido en cinco etapas como se observa en la Figura 5.16.

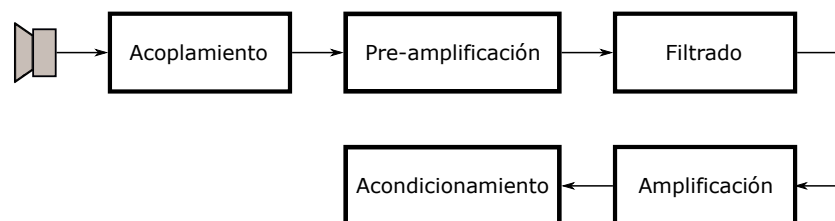


Figura 5.16: Etapas del circuito receptor

5.3.1. Etapa de acoplamiento

El transductor receptor convierte las ondas ultrasónicas generadas por el transductor transmisor en una señal eléctrica interpretable por el circuito electrónico; esta señal tiene una amplitud muy pequeña de apenas unas pocos milivoltios por lo que resulta necesario amplificarla para hacer uso de ella; sin embargo, debido a que esta señal es de muy baja potencia se atenuará dramáticamente al tratar de conectarla directamente a un amplificador de mediana o baja impedancia de entrada, razón por la cual es necesario una etapa previa que acople las impedancias del transductor y el amplificador.

Los transductores de alta frecuencia de entre 100KHz y 20MHz requieren de una adaptación precisa de su impedancia con la del amplificador, lo cual se puede realizar mediante circuitos LC o transformadores RF [59]. Por otro lado, los traductores de frecuencias menores de entre 20KHz y 40KHz pueden adaptar su impedancia de manera sencilla mediante el uso de amplificadores operacionales en modo seguidor de tensión como el de la Figura 5.17 [60].

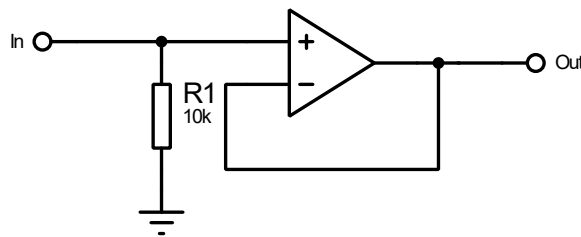


Figura 5.17: Circuito de acoplamiento

El circuito seguidor de tensión también llamado *buffer* de voltaje, ayuda a adaptar las impedancias del transductor con la del amplificador gracias a la alta impedancia de la entrada del amplificador operacional, lo cual garantiza una máxima transferencia de voltaje desde la salida del transductor hasta la entrada del amplificador.

En la Figura 5.17 se observa también una resistencia *pull-down* conectada en la entrada del amplificador operacional; si bien su presencia conlleva una inevitable pérdida de potencia de la señal recibida, su uso es indispensable puesto que ayuda a polarizar el transductor, el cual se comporta como un elemento capacitivo cuando entra en resonancia [5]. El valor de esta resistencia depende de la frecuencia de operación así como también del valor de la capacitancia y resistencia interna del transductor, pero para efectos prácticos la mejor manera de determinar el valor de esta resistencia es colocar una con un valor de $3,9\text{K}\Omega$ e ir incrementando su valor hasta alcanzar la máxima

transferencia de tensión con mínima distorsión [22] [61].

5.3.2. Etapa de pre-amplificación

La etapa de pre-amplificación se encarga de elevar el nivel de la señal del transductor con el fin de mejorar su tolerancia al ruido y hacerla más robusta para la etapa de filtrado. En la Figura 5.18 se puede ver el circuito de pre-amplificación empleado, el cual consta de un condensador de acoplamiento y un amplificador inversor.

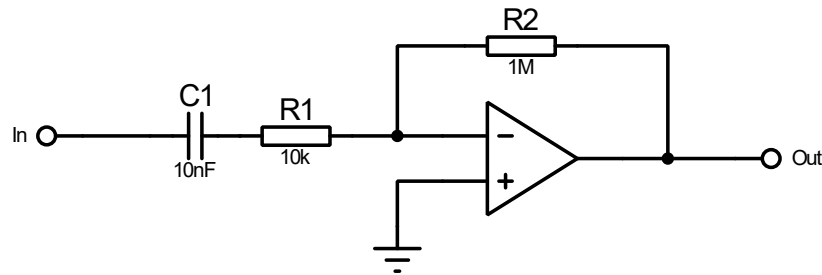


Figura 5.18: Circuito de pre-amplificación

La función del condensador de acoplamiento es la de eliminar la componente de corriente continua de la señal derivada del transductor, dejando únicamente la componente de corriente alterna de la señal, que es la que interesa. El valor del condensador depende de la frecuencia de la señal de entrada, debido a que es un componente reactivo cuya impedancia está en función de las frecuencias, de modo que para un mismo valor de capacitancia, el condensador ofrece una resistencia muy alta para el paso de señales de baja frecuencia (o las de corriente continua), en tanto que, ofrece una baja resistencia para el paso de señales de altas frecuencias.

La reactancia del condensador se puede definir como la oposición que presenta al paso de señales de corriente alterna y está dada por $X_C = 1/2\pi FC$ donde F es la frecuencia y C es la capacitancia, por lo tanto una forma de calcular el valor de la capacitancia del condensador de acoplamiento es imponerse un valor bajo para la reactancia a la frecuencia de interés ($40KHz$ en este caso) como por ejemplo de unos 220Ω [62], de esta forma el valor de la capacitancia es de:

$$C = \frac{1}{2\pi * 40 \times 10^3 * 220} = 18,08nF \quad (5.2)$$

El valor comercial más cercano a la capacitancia calculada es $10nF$, por lo tanto el

valor de la reactancia capacitiva es de:

$$X_C = \frac{1}{2\pi * 40 \times 10^3 * 10 \times 10^{-9}} = 397,88\Omega \quad (5.3)$$

Cabe mencionar que esta estimación aproximada es efectiva la mayoría de las veces y que la única variable que puede afectar esta aproximación es la impedancia de entrada de la carga que está a continuación del condensador. Si esta impedancia de entrada es de $10K\Omega$ o menos la aproximación realizada es válida, si por el contrario esta impedancia tiene valores de entre $10K\Omega$ y $100K\Omega$ el valor de la capacitancia puede aproximarse dividiendo para 10 el valor antes calculado [62].

En la Figura 5.18 se observa que la carga que está a continuación del condensador de acoplamiento es un amplificador inversor con una resistencia de entrada de $10K\Omega$ y una resistencia de retroalimentación de $1M\Omega$; para que el circuito funcione correctamente la diferencia de tensión entre las entradas inversora y no inversora debe ser muy pequeña, esto debido a que, dado que la ganancia del amplificador es muy alta para poder obtener una salida pequeña, la diferencia entre las dos entradas debe ser pequeña, lo cual implica que la entrada inversora debe estar virtualmente al mismo potencial que la entrada no inversora, es decir a tierra, lo cual da como resultado que la impedancia de entrada del amplificador inversor este dado únicamente para la resistencia de entrada de $10K\Omega$ [63], lo cual satisface la condición para la estimación del condensador de acoplamiento calculado.

La ganancia del pre-amplificador se establece en $40dB$ y su selección se realiza siguiendo recomendaciones de diseño de algunos trabajos similares [60] [64] [65]; por otro lado la elección de la configuración de amplificador inversor es por dos razones, la primera porque su ganancia es más fácil de controlar según como se ve en la Ecuación 5.4, y la segunda porque la inversión de la señal es corregida posteriormente por la siguiente etapa de amplificación.

$$G_{dB} = 20 * \log \frac{R_2}{R_1} \quad (5.4)$$

5.3.3. Etapa de filtrado

Esta etapa se encarga de filtrar todas las señales no deseadas con frecuencias por encima y por debajo de la frecuencia de operación del transductor ultrasónico; para este fin se diseñó e implementó un filtro paso banda de segundo orden con frecuencia central de 40KHz y ancho de banda de 5KHz , de manera que coincida con las características del transductor utilizado. Se opta también por seleccionar un filtro tipo Bessel debido a su respuesta de fase lineal que evita distorsiones en la señal filtrada lo cual lo hace óptimo para aplicaciones de audio [66], además de una configuración *Sallen-Key* para evitar la inversión de la señal filtrada. Todas estas características de diseño, además de un factor de ganancia de 10dB , son introducidas en el software de diseño de filtros activos FilterPro, obteniéndose un circuito como el de la Figura 5.19.a, donde los valores de algunos componentes fueron aproximados a valores comerciales obteniéndose un circuito como el de la Figura 5.19.b.

5.3.4. Etapa de amplificación

Esta etapa controla la amplitud pico-pico definitiva que debe tener la señal para su posterior procesamiento y consta únicamente de un amplificador tipo inversor que corregirá la polaridad de la señal alterada en la etapa de pre-amplificación.

Como se ve en las secciones anteriores, la amplitud de la señal ultrasónica puede variar dramáticamente según la distancia al objetivo (por motivos de absorción del aire) o por utilizar un transductor diferente cuya impedancia no coincida con la acoplada en la primera etapa; estas fluctuaciones pueden ocasionar que la señal no tenga la suficiente amplitud para su procesamiento, o por el contrario se sature ocasionando errores en la medición. Una forma práctica con la que se puede solucionar este problema es diseñando el amplificador con una ganancia variable controlada por un potenciómetro conectado en la retroalimentación como se observa en la Figura 5.20, de esta forma se puede realizar una calibración para el rango de medición deseado y para el transductor utilizado.

5.3.5. Etapa de acondicionamiento de la señal

Hasta ahora la señal ultrasónica con la que se está trabajando tiene polaridad tanto positiva como negativa, pero debido a que la entrada [ADC](#) del microcontrolador que se

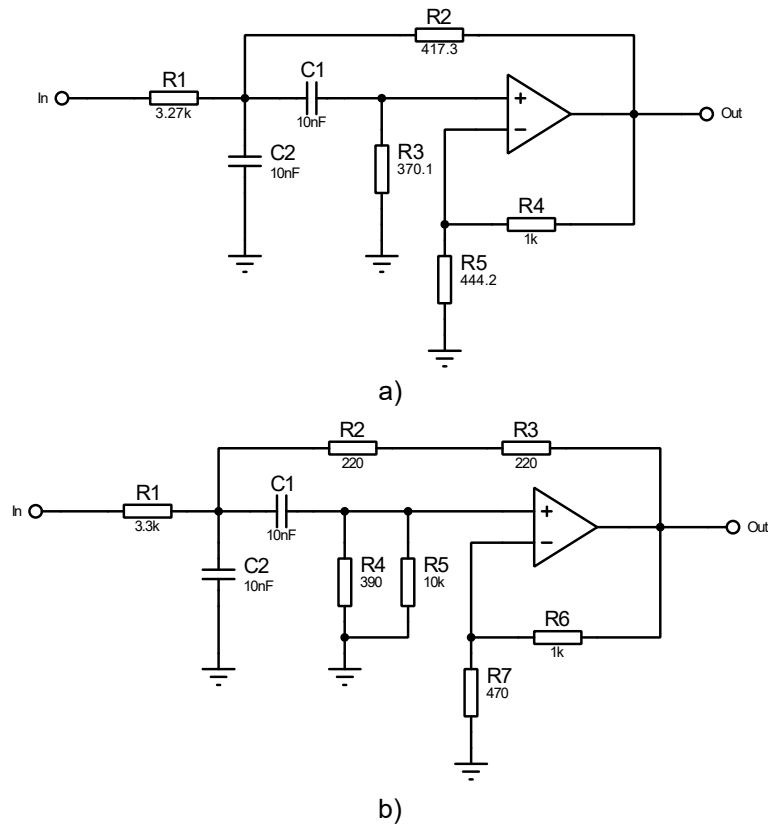


Figura 5.19: a) Filtro paso banda $F_c=40\text{KHz}$, $B_w=5\text{KHz}$ diseñado con FilterPro
b) Filtro paso banda $F_c=40\text{KHz}$, $B_w=5\text{KHz}$ aproximado con componentes con valores comerciales

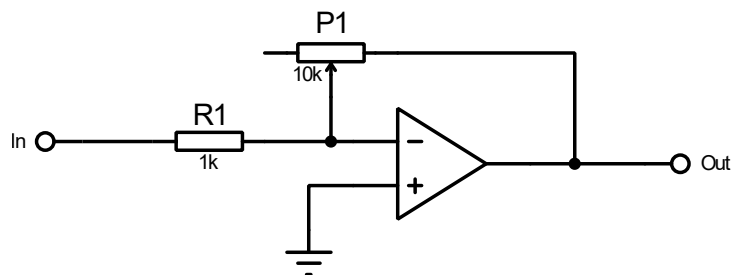


Figura 5.20: Amplificador inversor con ganancia variable

utiliza para su procesamiento admite solo señales positivas es necesario acondicionar la señal para este propósito. Para esto se introduce una componente de corriente continua a la señal, de tal forma que esta se eleve y quede únicamente con polaridad positiva; esta componente de corriente continua es derivada de un divisor de tensión conectado a la entrada de un seguidor de voltaje como el $U1$ de la Figura 5.21, esto con el fin de evitar una caída de tensión al conectarlo a la entrada del siguiente circuito.

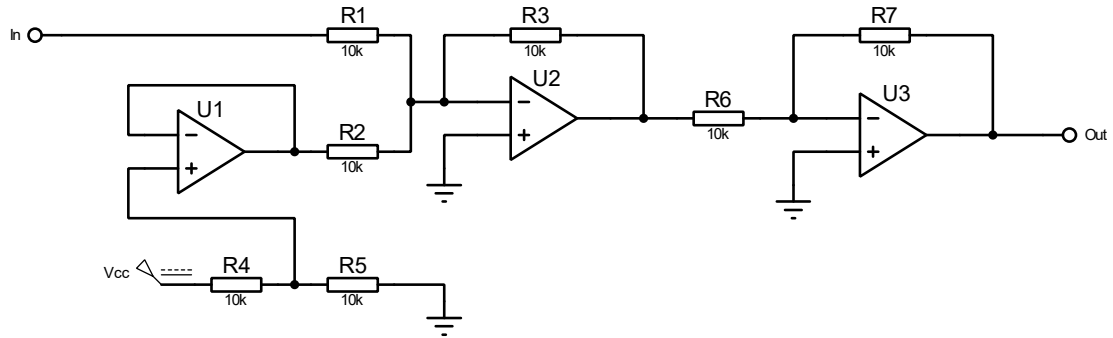


Figura 5.21: Circuito de acondicionamiento de señal

La sumatoria de la señal con la componente de corriente continua se realiza mediante un circuito sumador inversor como el compuesto por el amplificador $U2$ de la Figura 5.21, este circuito suma los voltajes que entran por las resistencias $R1$ y $R2$ siguiendo la relación:

$$V_{out} = -R_3 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \quad (5.5)$$

Donde V_1 corresponde al voltaje de la señal ultrasónica y V_2 al voltaje del divisor de tensión. Al ser un sumador inversor implica que la señal obtenida esta con polaridad inversa razón por la cual es necesario corregirla con la implementación de un amplificador inversor con ganancia unitaria como el compuesto por el amplificador $U3$ de la Figura 5.21.

5.4. Filtro antialiasing

Con el fin de mitigar el efecto del *aliasing* producido al muestrear la señal ultrasónica, se procedió a colocar un filtro paso bajo en la entrada del ADC cuya respuesta en frecuencia puede verse en la Figura 5.22.

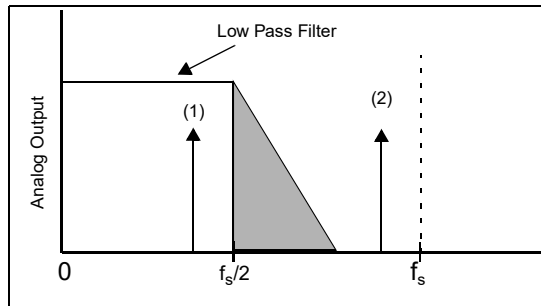


Figura 5.22: Respuesta en frecuencia de un Filtro antialiasing [23]

En la Figura 5.22 se pueden observar dos regiones: la región de la izquierda que representa la banda de paso del filtro que se encuentra en la banda de DC a $f_s/2$ y la región sombreada de la derecha que representa la banda de transición del filtro. De esta forma, de manera ideal, el filtro *antialiasing* se encarga de dejar pasar todas las frecuencias iguales y/o menores a $f_s/2$ y atenuar las frecuencias mayores a esta [23]. No obstante, en la práctica el corte de la banda de transición no es tan abrupta, lo que produce que parte de las frecuencias mayores a $f_s/2$ logren colarse en la señal muestreada, lo que podría ser solucionado aumentando mucho mas el orden del filtro, lo cual complica significativamente el diseño del filtro [7].

No obstante, una solución más práctica para este problema consiste en reducir la frecuencia de corte del filtro a la máxima frecuencia de la señal analógica (esto debido a que no deben existir frecuencias de interés tan altas como $f_s/2$) y aumentar la tasa de muestreo de 5 a 10 veces esta misma frecuencia, en un proceso conocido como sobre-muestreo [7]. De esta forma se puede implementar el filtro *antialiasing* mediante un sencillo filtro paso bajo de segundo orden garantizando que su banda de transición este dentro del ancho de banda de $f_s/2$.

Según la literatura [7] [23], las condiciones de diseño de este filtro deben evitar toda modificación de la señal salvo la de filtrado, por lo que no debe aportar ganancia ni alterar la fase de la señal, razón por la cual se escogió un filtro paso bajo tipo Bessel de segundo orden con configuración *Sallen-Key*, cuyo diseño es realizado en el software FilterPro obteniéndose un circuito como el de la Figura 5.23.

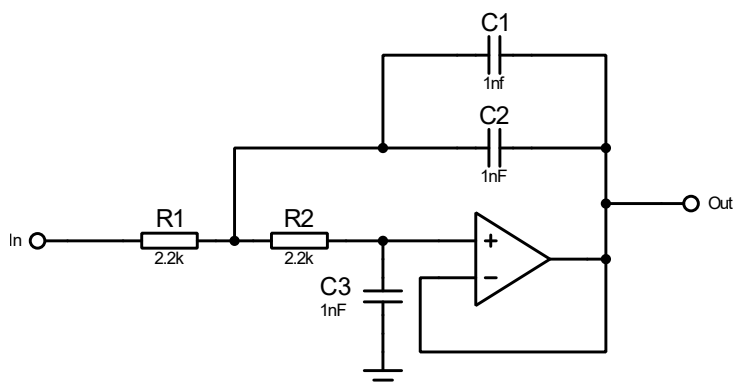


Figura 5.23: Filtro antialiasing

5.5. Selección del microcontrolador

Con la información obtenida de la sección anterior se puede proceder a seleccionar el microcontrolador cuyo [ADC](#) se ajuste mejor a las necesidades de muestreo de la señal ultrasónica. Para esto se empieza por calcular la mínima tasa de muestreo requerida para este propósito:

$$f_s = 40KHz * 5 = 200KHz \quad (5.6)$$

Al revisar las hojas de datos de distintos modelos de microcontroladores, se encontró con una característica que limita la tasa de muestreo del [ADC](#) llamada tiempo de conversión TAD [67] [68] [69], el cual es definido como el tiempo necesario para completar la conversión de un solo bit, por lo que el tiempo total de conversión dependerá del número de bits del [ADC](#) y del TAD mínimo de cada microprocesador. De esta forma la máxima tasa de muestreo se obtiene fácilmente mediante el inverso del tiempo total de conversión. Una comparación de algunos tipos de microcontroladores puede verse en la Tabla 5.1.

Microprocesador	Número de bits	TAD_{min} [μs]	Tiempo total de conversión [μs]	Máxima tasa de muestreo [Ksps]
PIC16f887	10	1.6	17.6	56.81
PIC18f4550	10	0.7	7.7	129.87
dsPIC33FJ32MC202	10	0.075	0.9	1111.11
	12	0.1142	2	500

Tabla 5.1: Tabla comparativa de distintos tipos de Microcontroladores

De lo que se puede concluir que los microprocesadores comunes de 8 bits son insuficientes para cumplir con la tarea requerida, razón por la cual se opta por utilizar el microprocesador de 16 bits dsPIC33FJ32MC202 cuyas características más relevantes incluyen:

- Voltaje de operación de 3.3V.
- Frecuencia de operación de hasta 40 MIPS.
- 35 pines digitales I/O programables.
- 7 pines de entrada tolerantes a 5V.
- Memoria Flash programable de hasta 32 Kilobytes.
- SRAM de datos de 2 Kilobytes.
- Opciones flexibles de reloj:
 - Externo, cristal, resonador, RC interno.
 - Bucle de bloqueo de fase completamente integrado (PLL).
 - Jitter del PLL extremadamente bajo.
- Watchdog Timer con su propio oscilador RC.
- Conversión de 10 bits a 1,1 Msps ó 12 bits a 500 Ksps:
 - Dos y cuatro muestras simultáneas (ADC de 10 bits).
 - Hasta nueve canales de entrada con auto-exploración.
 - El inicio de la conversión puede ser manual o sincronizado con una de las cuatro fuentes de disparo.
 - Conversión posible en modo de reposo.
- Empaquetado 28-pin SDIP/SOIC/QFN-S y 44-pin QFN/TQFP.

La configuración del dsPIC se debe realizar para funcionar con un reloj externo de 8MHz con *Phase-Locked Loop* (PLL) activo para alcanzar la máxima frecuencia de operación de 40MIPS, además se debe fijar la conversión del ADC a 12 bits con control de inicio de conversión manual. También se calibran los circuitos de amplificación y acondicionamiento de las Figuras 5.20 y 5.21 respectivamente, para que la señal ultrasónica se adapte al rango de lectura del ADC del dsPIC de 3,3V. En la Sección

D.1.2 del Apéndice D se puede encontrar el esquema completo del sensor desarrollado.

5.6. Determinación de la zona ciega del sensor

La propagación de la señal ultrasónica desde el transductor transmisor hasta el receptor ocurre de manera similar a la descrita en la Figura 5.24.a, donde se observa que el patrón de radiación de las ondas incidentes provocan un fenómeno de propagación multitrayecto de las ondas que retornan al receptor tras reflejarse en la superficie del líquido. Además se visualiza tres trayectorias diferentes que pueden tomar las ondas transmitidas, donde la trayectoria 1 (cuyo vértice de reflexión coincide con el eje central del sensor) representa la trayectoria más corta.

Al analizar la señal obtenida a la salida del circuito de recepción con la ayuda de un osciloscopio, se observa una señal similar a la de la Figura 5.24.b, donde cada oscilación corresponde a cada trayectoria tomada por la ondas ultrasónicas, de este modo la primera oscilación corresponde a la trayectoria más corta puesto que es la primera en llegar.

El análisis también demuestra que el tiempo total de cada oscilación se mantiene constante, y que la variación de la longitud de cada trayecto solo afecta su amplitud, como era de esperarse considerando la absorción del aire.

Al comprobar el tiempo total de oscilación con diferentes tipos de transductores se encontró que están entre 1 y 1,5ms. Este tiempo también determina la longitud de la zona ciega del sensor de medición, puesto que por un lado es el tiempo mínimo requerido para evitar traslapes de la primera y la segunda oscilación, y por otro lado es el tiempo mínimo que garantiza el muestreo total de la primera oscilación. De esta manera la distancia mínima a la que puede instalarse el sensor con respecto a la superficie del líquido es:

$$Zona\ ciega = \frac{1,5 \times 10^3 * 343,2}{2} = 255mm \quad (5.7)$$

Considerando que para este cálculo se utiliza el máximo tiempo de oscilación y la velocidad del sonido a temperatura ambiente, una buena altura para ubicar el sensor es de 25cm por encima del borde del canal.

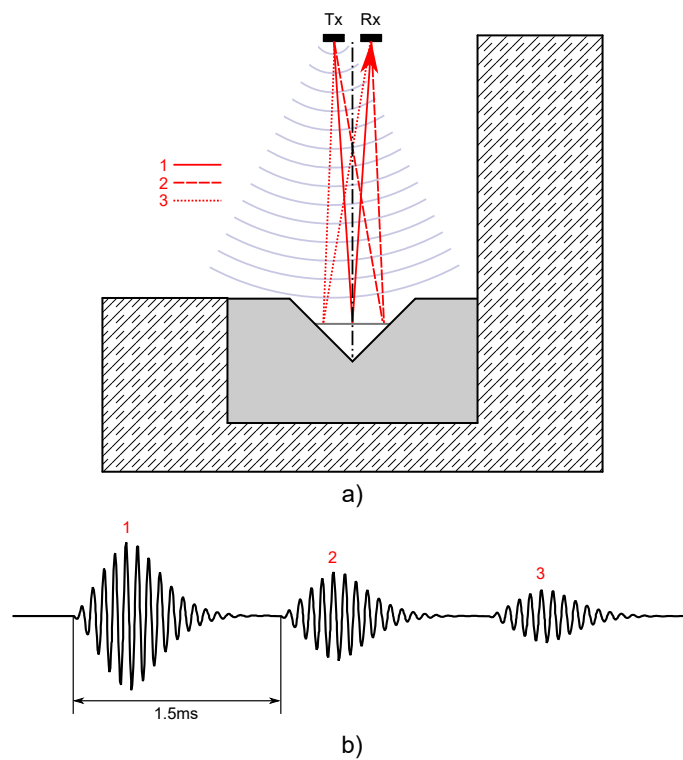


Figura 5.24: a) Propagación multitrayecto de ondas ultrasónicas
b) Representación en el tiempo de ondas ultrasónicas con diferentes trayectorias

5.7. Diseño del proceso de medición de nivel

Para el diseño del proceso de medición de nivel, se debe considerar el máximo rango de medición requerido, el cual es de $300mm$ y está compuesto por la altura de instalación del sensor ultrasónico más la altura del vertedero triangular, como puede observarse en la Figura 5.25.

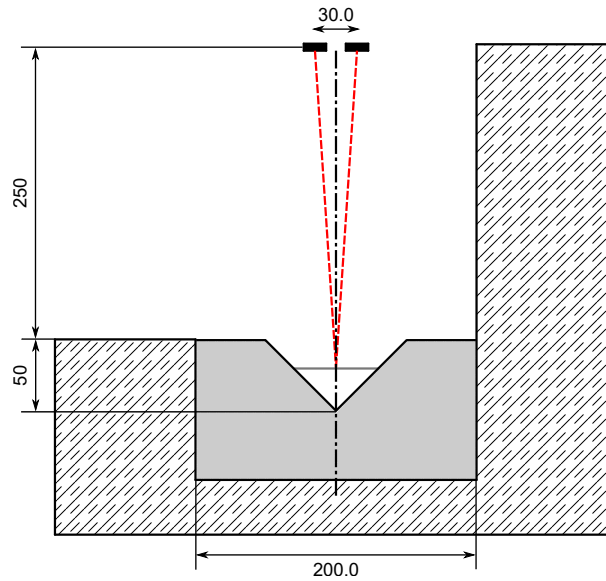


Figura 5.25: Rango de medición del sensor de distancia

En la Figura 5.26 se observa el proceso de obtención del TOF que permite calcular la distancia desde el sensor hasta la superficie del líquido utilizando la técnica de detección de pico. Donde se observa que el TOF puede calcularse mediante la siguiente fórmula:

$$TOF = T_0 + T_p - k \quad (5.8)$$

Donde T_0 es el tiempo total de la duración de la trama de pulsos de excitación del transductor transmisor; T_p es el tiempo transcurrido desde el final del último pulso de excitación, hasta la detección del pico máximo de la envolvente de la señal ultrasónica detectada en el receptor, y k es una constante determinada por el modelo de transductor ultrasónico utilizado.

Como puede verse en la Figura 5.26, el valor de la constante k establece el tiempo transcurrido desde el inicio del pie de la envolvente hasta el punto máximo de la misma

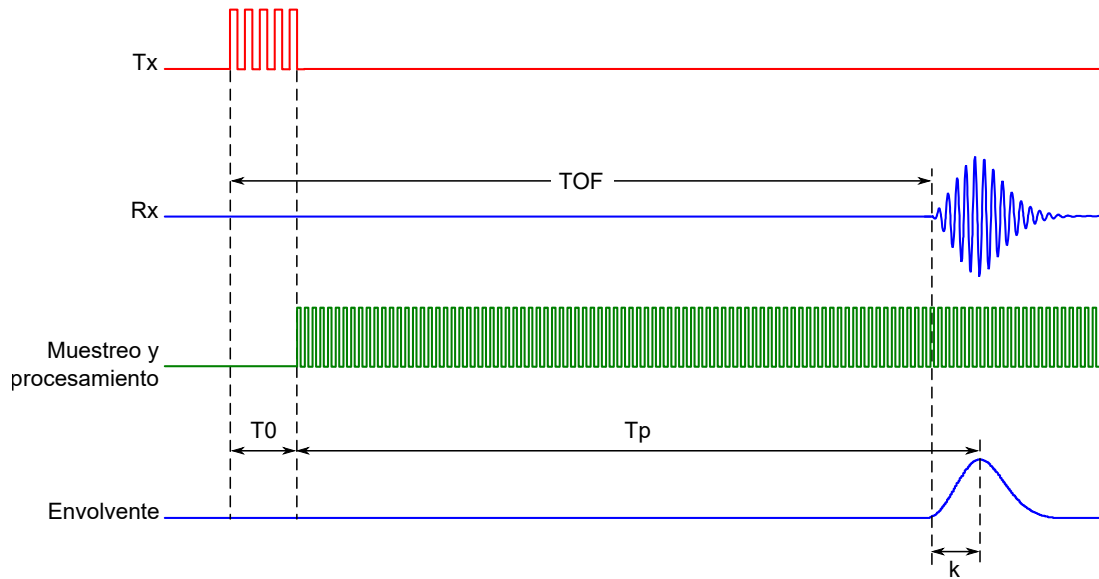


Figura 5.26: Determinación del TOF utilizando la técnica de detección de pico

y su determinación puede realizarse con la ayuda de un osciloscopio, o bien ajustándola manualmente hasta obtener una lectura correcta de la medición de una longitud fija, por lo que el valor de esta constante puede utilizarse para la calibración final del sensor de nivel desarrollado.

El número de muestras necesarias para cubrir todo el rango de medición está dada por la tasa de muestreo del ADC, la cual debe ser de 200KHz según se observa en la Sección 5.4, lo que implica un periodo de muestreo de $5\mu\text{s}$. Por otro lado se tiene que el rango total de medición es de 300mm y que al reemplazar este valor en la fórmula para obtener la distancia mediante el TOF, se tiene que el tiempo de propagación de una onda que cubre esta distancia es de:

$$TOF = \frac{2 * 300\text{mm}}{343,2\text{m/seg}} = 1748,25\mu\text{s} \quad (5.9)$$

Debido a que este tiempo termina en la región central de la envolvente de la señal ultrasónica, se considera conveniente sumarle un tiempo extra de $750\mu\text{s}$ (que corresponde a la mitad del tiempo total de duración de la señal como se observa en la Figura 5.24.b) con el fin garantizar el muestreo total de la señal ultrasónica, como puede observarse en la Figura 5.27, lo que da un tiempo total de $2498,25\mu\text{s}$ necesarios para muestrear la distancia de 300mm .

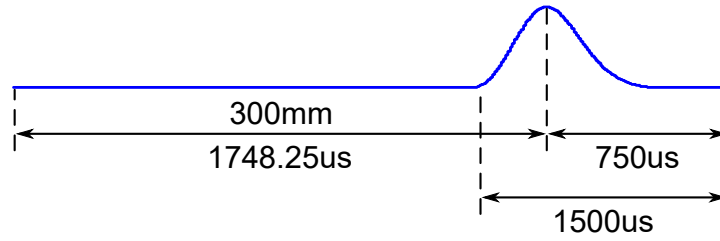


Figura 5.27: Tiempo total de muestreo del rango de medición

Por lo tanto el número total de muestras necesarias para cubrir todo el rango de medición es de:

$$N_{muestras} = \frac{2498,25}{5} = 499,65 \approx 500 \text{ muestras} \quad (5.10)$$

Debido a que el [ADC](#) requiere una variable de 16 bits para almacenar el resultado de cada conversión, la cantidad de memoria requerida para almacenar las 500 muestras necesarias es de *1kilobyte*, es decir la mitad de la memoria del microcontrolador utilizado.

Aunque este resultado demuestra que la memoria del microcontrolador es más que suficiente para satisfacer los requerimientos de muestreo, se buscó una manera de optimizar el proceso de medición descrito en la Figura 5.26, esto con el fin de optimizar el uso de memoria y el de ampliar el rango de medición del sensor que es de tan solo *70cm* (puesto que el microprocesador solo puede almacenar un máximo de 960 muestras) para que pueda ser utilizado en diversas aplicaciones.

El proceso de optimización puede verse en la Figura 5.28, donde se observa que el [TOF](#) está determinado por la sumatoria de T_0 , T_1 y T_2 , donde T_0 al igual que antes, está determinado por el tiempo de duración del tren de pulsos de excitación, en tanto que T_1 está determinado por el tiempo de propagación de la onda al atravesar la zona ciega del sensor, el cual está dado por la Ecuación 5.11.

$$T_1 = \frac{2 * 250mm}{343,2m/seg} = 1456,8\mu s \quad (5.11)$$

Dicho de otra manera, el valor de T_1 implica que el muestreo de la señal ultrasónica empieza $1456,8\mu s$ después de haber enviado el último pulso de excitación, lo cual evita un muestreo innecesario de la zona ciega del sensor, lo que a su vez reduce la cantidad

de memoria requerida para almacenar los datos.

En la práctica, el tiempo de espera $T1$ se puede generar fácilmente utilizando el mismo reloj que da origen al tren de pulsos. Este reloj cambia su estado cada $12,5\mu s$, por lo que el muestreo de la señal debe empezar después de 115 pulsos como puede verse en la Ecuación 5.12.

$$T1 = \frac{1446,8\mu s}{12,5\mu s} = 115,7 \text{ pulsos} \quad (5.12)$$

No obstante es conveniente fijar el tiempo $T1$ en 100 pulsos de reloj (lo que equivale a $1250\mu s$) con el fin de garantizar el muestreo en la zona de interés como puede verse en la Figura 5.29, donde VM representa la ventana de muestreo, la que se establece con una longitud de $1750\mu s$ (350 muestras) con el fin de garantizar el muestreo total de la envolvente de la señal cuya duración es de $1500\mu s$ como se ve en la Figura 5.27.

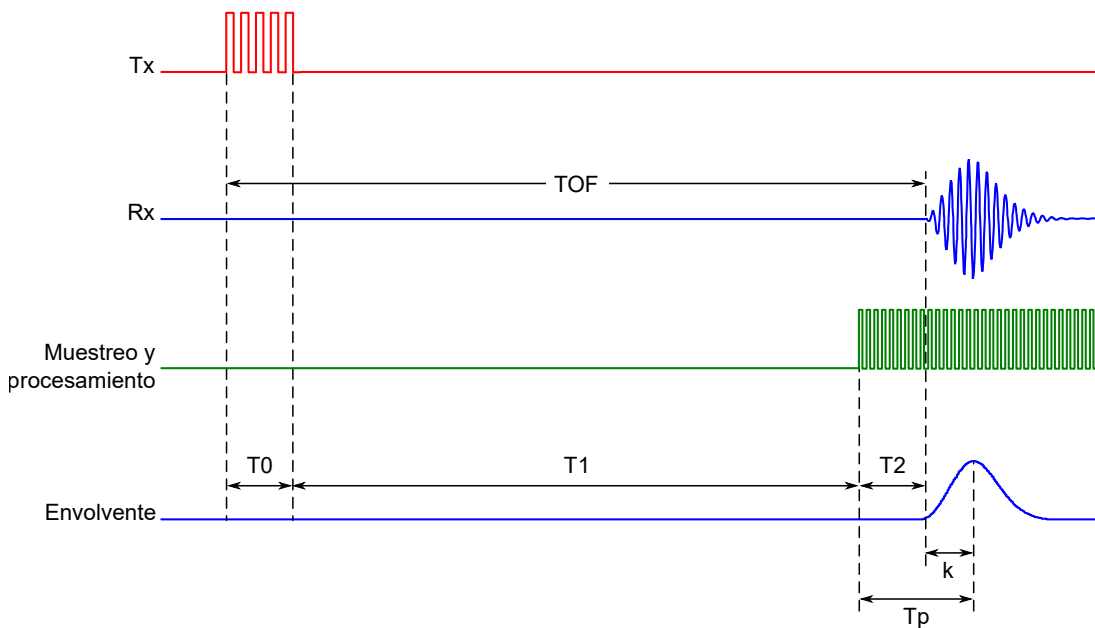


Figura 5.28: Optimización del proceso de medición utilizando la técnica de detección de pico

Finalmente, el tiempo $T2$ puede ser calculado mediante el tiempo transcurrido desde el inicio de la ventana de muestreo hasta el punto donde se produzca la detección del pico de la señal (representado con Tp en la Figura 5.30), a cuyo valor se le resta el valor de la constante k descrita anteriormente.

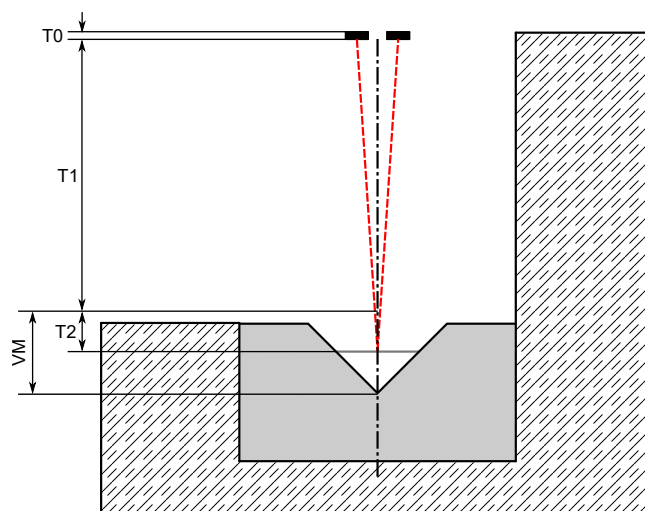
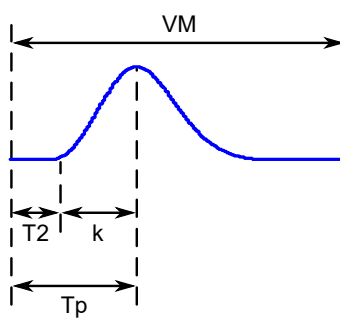


Figura 5.29: Representación del proceso de medición

Figura 5.30: Determinación del tiempo T_2

De esta forma el valor total del **TOF** puede calcularse utilizando la Ecuación 5.13.

$$TOF = T0 + T1 + Tp - k \quad (5.13)$$

5.8. Diseño del algoritmo de detección de envolvente

Para el diseño del algoritmo de detección de envolvente se utiliza el sistema analizado en la Sección 3.2.3, cuyo diagrama de bloques puede verse en la Figura 5.31.

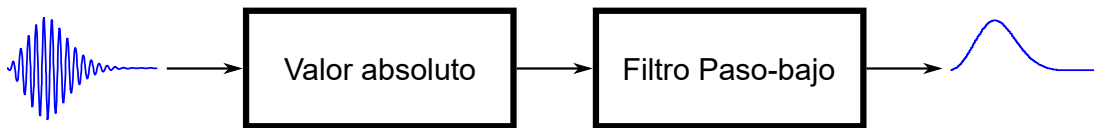


Figura 5.31: Diagrama de bloques del detector de envolvente

Debido a que la precisión final del sistema depende significativamente de la precisión con la que se realice la detección de la envolvente de la señal ultrasónica, se procede a comprobar el correcto funcionamiento de cada etapa mediante la simulación de la reconstrucción de su salida en el software de simulación ISIS, para esto se debe utilizar un *Digital to Analogue Converter (DAC)* $R - 2R$ como el de la Figura 5.32 conectado a un puerto de salida del microprocesador.

Con el cual se puede comprobar que la señal muestreada estaba lista para la primera etapa al no presentar saturación, como puede verse en la Figura 5.33

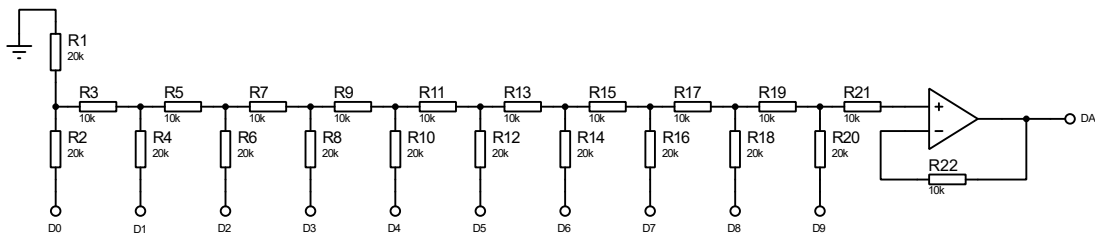


Figura 5.32: DAC R-2R

5.8.1. Obtención del valor absoluto de la señal

Esta etapa consiste básicamente en bajar el eje de la señal muestreada hasta cero y obtener su valor absoluto de tal forma que todas las muestras queden con valores

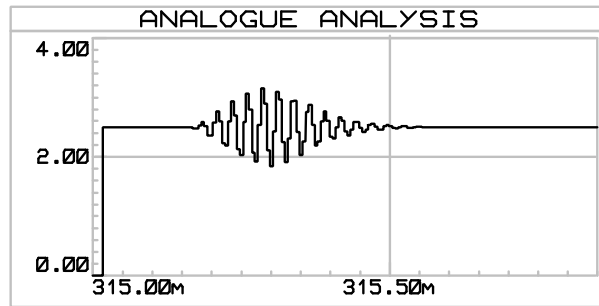


Figura 5.33: Señal muestreada reconstruida por el DAC

positivos. Al implementar este algoritmo se experimentaron algunos problemas, puesto que la posición del eje central de la señal está determinada por el voltaje del divisor de tensión del circuito de acondicionamiento de señal de la Figura 5.21, el cual al no ser exacto provocaba una distorsión de la envolvente obtenida en la siguiente etapa.

Para solucionar este problema se procedió a encontrar el punto medio de la señal muestreada en función de sus puntos máximos y mínimos, para luego obtener el valor absoluto de la señal aplicando el algoritmo de la Figura 5.34.

Al reconstruir la señal tratada con este algoritmo se obtiene un resultado como el de la Figura 5.35, con lo cual se comprueba el correcto funcionamiento de esta etapa.

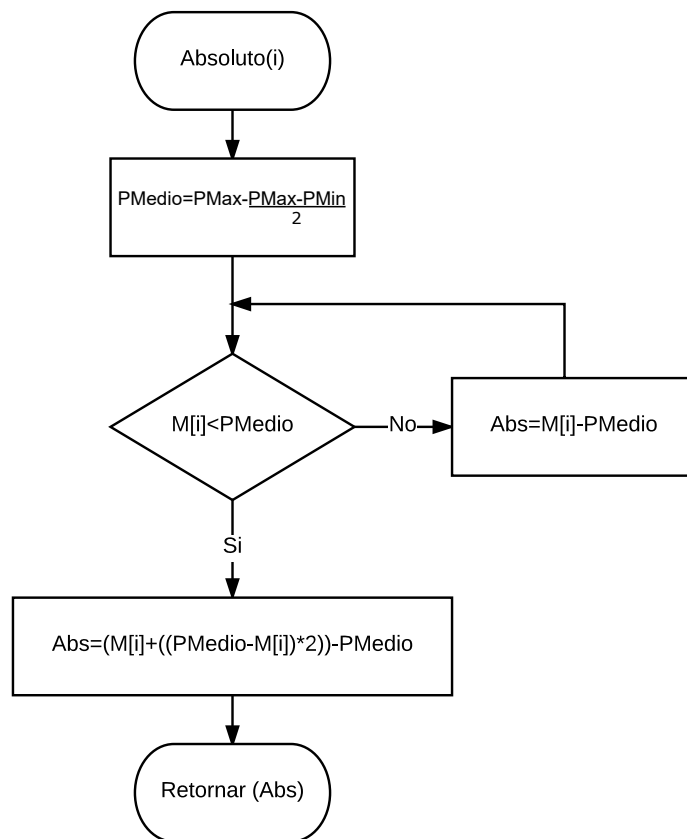


Figura 5.34: Diagrama de flujo del algoritmo de determinación del valor absoluto de la señal muestreada

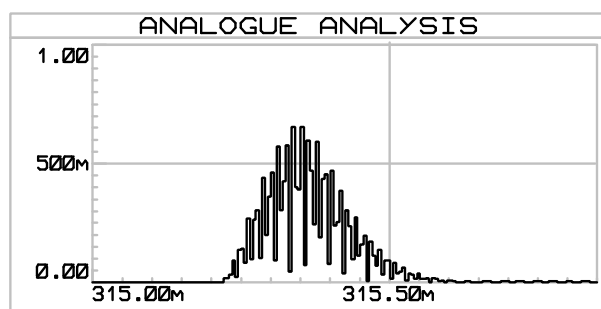


Figura 5.35: Valor absoluto de la señal reconstruido por el DAC

5.8.2. Diseño del filtro digital paso bajo

Si bien en un principio se consideró utilizar un filtro FIR debido a las ventajas mencionadas en la Sección 2.6.1, se terminó por descartarlo al comprobar que el tiempo de convergencia de los cálculos necesarios dificultaba mucho el proceso de medición, razón por la cual se opta por utilizar un filtro IIR cuyo proceso de diseño se detalla a continuación.

El diseño del filtro se empieza a partir de un filtro analógico paso bajo de segundo orden, cuya función de transferencia en el dominio continuo del tiempo está dada por la Ecuación 5.14.

$$H(s) = \frac{\Omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\Omega_c s + \Omega_c^2} \quad (5.14)$$

Donde Ω_c representa la frecuencia de corte en *rad/seg*, y ζ representa el coeficiente de amortiguamiento del filtro, el cual debe ser mayor a 0 para evitar resonancia e inestabilidad del filtro [49].

El siguiente paso es el de aplicar la transformada bilineal a la función de transferencia del filtro. La transformada bilineal es una relación entre las variables complejas s y z , y se utiliza para convertir una función de transferencia que se encuentra definida en el dominio continuo del tiempo, en una función transferencia definida en tiempo discreto [49] [39]. La relación entre las variables s y z está definida por:

$$s = \frac{2(1 - z^{-1})}{T_s(1 + z^{-1})} = \frac{2F_s(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \quad (5.15)$$

Donde T_s representa el periodo de muestreo y F_s representa la frecuencia de muestreo. Al reemplazar esta ecuación en la Ecuación 5.14, se obtiene:

$$H(z) = \frac{\Omega_c^2}{\left[\frac{2F_s(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \right] + 2\zeta\Omega_c \left[\frac{2F_s(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \right] + \Omega_c^2}$$
$$H(z) = \frac{\Omega_c^2 + 2\Omega_c^2 z^{-1} + \Omega_c^2 z^{-2}}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2] + [2\Omega_c^2 - 8F_s] z^{-1} + [4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2] z^{-2}} \quad (5.16)$$

Lo que es similar a una función de transferencia de la forma:

$$H(z) = \frac{A(z)}{B(z)} \text{ con } \begin{cases} A(z) = a_1 z^0 + a_2 z^{-1} + a_3 z^{-2} \\ B(z) = b_1 z^0 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-2} \end{cases} \quad (5.17)$$

Para implementar el algoritmo de programación es necesario deducir una ecuación de diferencias a partir de la Ecuación 5.16, para esto primero es necesario forzar al coeficiente b_1 a valer 1 dividiendo todos los coeficientes a y b para b , de la siguiente manera:

$$H(z) = \frac{\frac{\Omega_c^2}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} + \frac{2\Omega_c^2}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} z^{-1} + \frac{\Omega_c^2}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} z^{-2}}{1 + \frac{[2\Omega_c^2 - 8F_s]}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} z^{-1} + \frac{[4F_s^2 - 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} z^{-2}} \quad (5.18)$$

La ecuación obtenida puede expresarse en términos de los coeficientes a y b definidos en la ecuación 5.17 de la siguiente manera:

$$H(z) = \frac{a_1 z^0 + a_2 z^{-1} + a_3 z^{-2}}{b_1 z^0 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-2}} \quad (5.19)$$

Donde los valores de a y b son:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{\Omega_c^2}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} & b_1 &= 1 \\ a_2 &= 2a_1 & b_2 &= \frac{[2\Omega_c^2 - 8F_s]}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} \\ a_3 &= a_1 & b_3 &= \frac{[4F_s^2 - 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]}{[4F_s^2 + 4\zeta\Omega_c F_s + \Omega_c^2]} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Para obtener la ecuación de diferencias se realiza la siguiente transformación:

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{A(z)}{B(z)} \Rightarrow Y(z)B(z) = X(z)A(z) \\ y(n) * b(n) &= x(n) * a(n) \end{aligned} \quad (5.21)$$

Al realizar la transformada inversa de z se obtiene una doble convolución que genera una ecuación como la siguiente [49]:

$$\begin{aligned} b_1y(n) + b_2y(n-1) + b_3y(n-2) &= a_1x(n) + a_2x(n-1) + a_3x(n-2) \\ y(n) &= a_1x(n) + a_2x(n-1) + a_3x(n-2) - b_2y(n-1) - b_3y(n-2) \end{aligned} \quad (5.22)$$

La cual puede implementarse de manera sencilla en el algoritmo de filtrado. Por otro lado, el valor de Ω_c puede ser calculado relacionando las frecuencias del filtro analógico y filtro digital mediante la siguiente ecuación:

$$\Omega = \frac{2\tan(\omega_d/2)}{T_s} = 2F_s \tan(\omega_d/2) \quad (5.23)$$

Donde ω_d es la frecuencia digital, la cual puede ser calculada en función de la frecuencia de muestreo F_s y la frecuencia de corte F_c del filtro requerido mediante la siguiente ecuación:

$$\omega_d = \frac{2\pi F_c}{F_s} \quad (5.24)$$

Al reemplazar esta ecuación en la Ecuación 5.23 da como resultado [49]:

$$\Omega_c = 2F_s \tan\left(\frac{2\pi F_c/F_s}{2}\right) = 2F_s \tan\left(\frac{\pi F_c}{F_s}\right) \quad (5.25)$$

Para la determinación de la adecuada frecuencia de corte del filtro paso banda se utiliza la Ecuación 5.26, la misma que es analizada en la Sección 3.2.3.

$$F_c = \sqrt{F_{Señal} * F_{Envolvente}} \quad (5.26)$$

Donde la $F_{Señal}$ es la frecuencia de la señal ultrasónica (es decir $40KHz$), y $F_{Envolvente}$ es la frecuencia de la envolvente de la señal que se desea obtener. Para encontrar esta frecuencia es necesario analizar la señal ultrasónica con la ayuda del osciloscopio para medir su tiempo total de oscilación y luego duplicarlo (puesto que este tiempo solo corresponde al periodo del semiciclo de la envolvente), tal como se ve en la Figura 5.36.

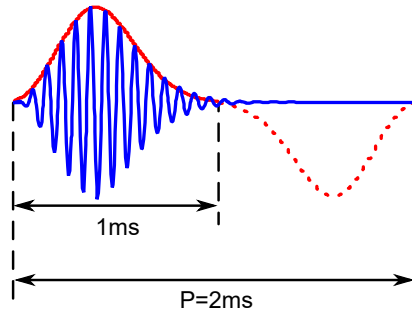


Figura 5.36: Determinación del periodo de la envolvente de la señal

Al analizar el periodo de oscilación del transductor utilizado se encontró que su duración era de $1ms$, lo que implica que la frecuencia de la envolvente es de $500Hz$ por lo que la frecuencia de corte del filtro paso bajo deber ser de:

$$F_c = \sqrt{40 \times 10^3 * 500} = 4472,13Hz \quad (5.27)$$

Al reemplazar este valor en la Ecuación 5.25 junto con un valor de $F_s = 200KHz$, se obtiene:

$$\Omega_c = 2 * 200 \times 10^3 * \tan \left(\frac{\pi * 4,47 \times 10^3}{200 \times 10^3} \right) = 28,14 \times 10^3 \frac{rad}{seg} \quad (5.28)$$

Para el caso de filtros paso bajo y paso alto de segundo orden se establece el valor de $\zeta = \sqrt{2}/2$ para que la frecuencia de corte del filtro no sufra desplazamientos [49], con este dato y el valor calculado en la Ecuación 5.28, los coeficientes a y b pueden ser calculados mediante las Ecuaciones 5.20 obteniéndose los siguientes valores:

$$\begin{aligned} a_1 &= 0,004482805534581 & b_1 &= 1 \\ a_2 &= 0,008965611069163 & b_2 &= -1,80187291797334 \\ a_3 &= 0,00448280553458 & b_3 &= 0,819804140111658 \end{aligned} \quad (5.29)$$

La implementación de un filtro IIR de orden N requiere de un *buffer* de almacenamiento de longitud $2(N + 1)$, por lo que el filtro paso bajo de segundo orden diseñado requiere de 6 campos de almacenamiento de datos, 3 para los valores de entrada x y 3 para los valores de salida y [49].

La reconstrucción mediante una DAC de la señal obtenida a la salida del filtro digital paso bajo se muestra en la Figura 5.37.a, la cual al ser superpuesta sobre la señal de valor absoluto de la Figura 5.35 demuestra que la envolvente obtenida se ajusta bastante bien a su contorno, como se puede observar en la Figura 5.35.b.

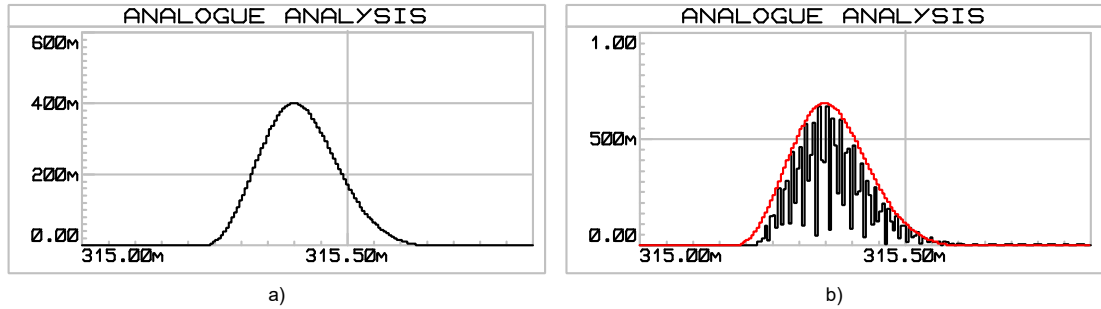


Figura 5.37: a) Reconstrucción de la envolvente obtenida por el filtro paso bajo
b) Superposición de la envolvente obtenida con el valor absoluto de la señal muestreada

El diagrama de flujo del algoritmo de detección de envolvente puede verse en la Figura 5.38, el cual incluye los algoritmos de obtención del valor absoluto y el de filtrado.

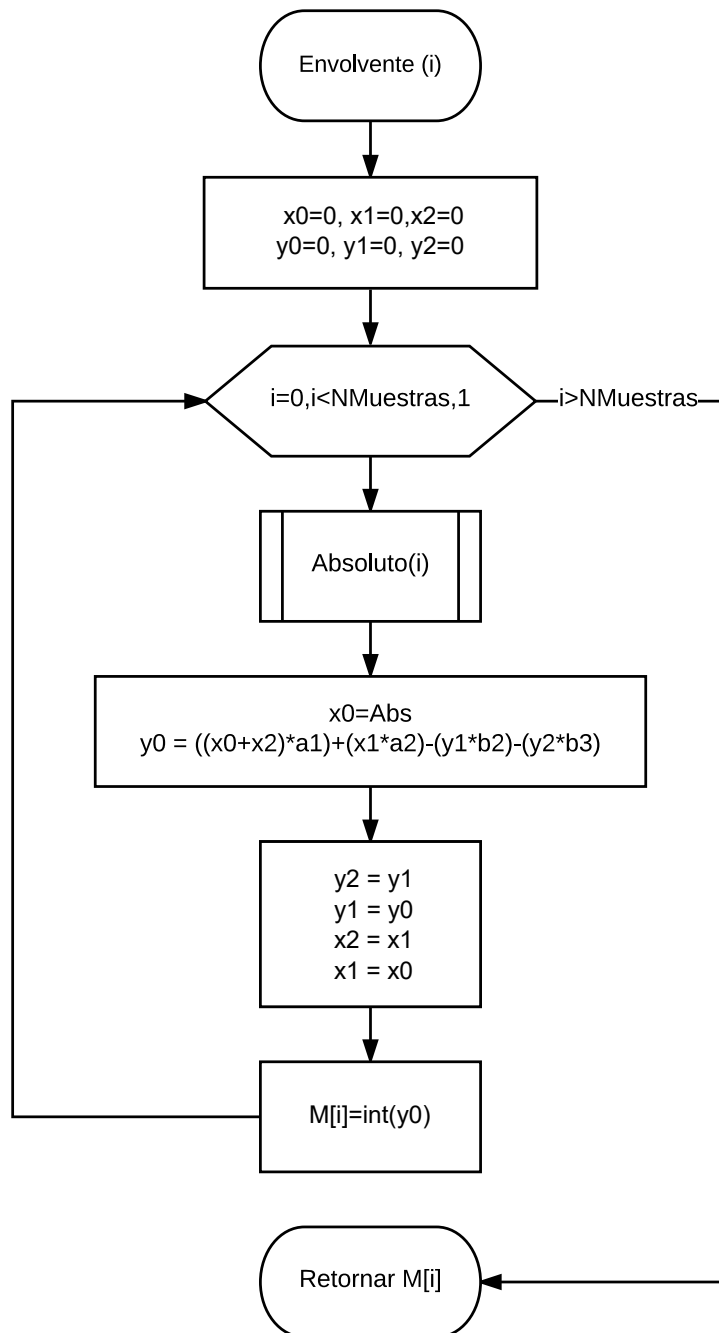


Figura 5.38: Diagrama de flujo del algoritmo de detección de envolvente

5.9. Diseño del algoritmo de detección del pico máximo de la señal

Una vez obtenido el algoritmo para la determinación de la envolvente de la señal ultrasónica se puede proceder a detectar la posición de su pico máximo. Al ser la parte más importante del proceso (puesto que aquí se define la precisión del sistema de medición) es conveniente utilizar datos reales en lugar de simulados. Para esto se realiza el envío de todos los datos del vector de muestras de la envolvente al computador mediante el puerto *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter (UART)* del microcontrolador, para posteriormente ser graficados mediante Matlab obteniéndose una gráfica como la de la Figura 5.39.

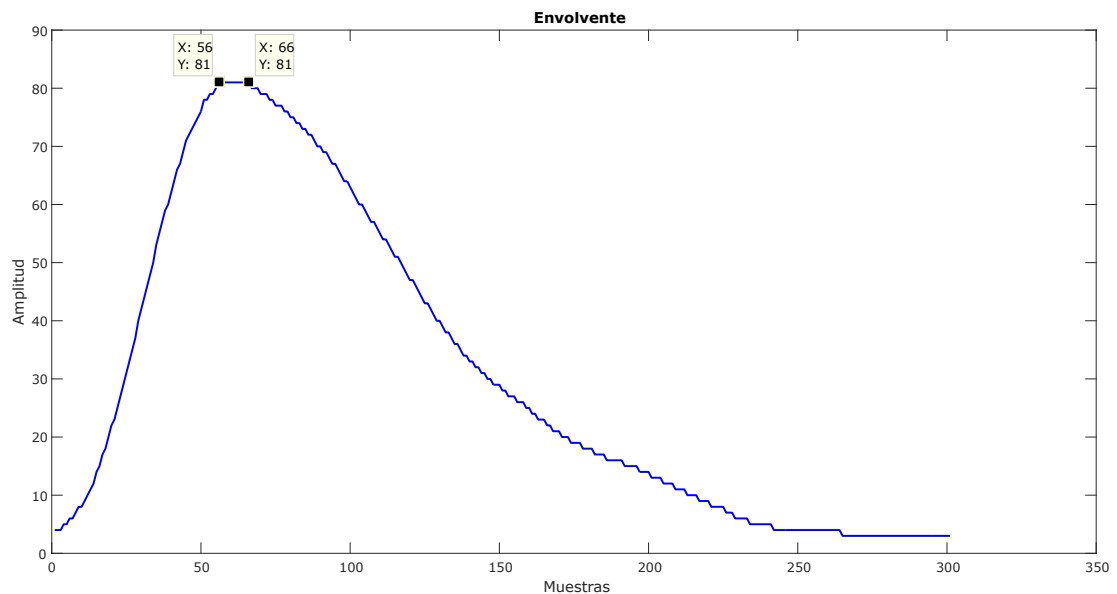


Figura 5.39: Diagrama de flujo del algoritmo de detección de envolvente

En la Figura 5.39 se puede comprobar la existencia del achatamiento de la cresta de la envolvente, producida por la pérdida de resolución al utilizar variables de tipo entero para el almacenamiento de los datos obtenidos del proceso del filtrado. Este achatamiento produjo que un número determinado de muestras de la cresta tengan la misma amplitud, donde un total de 11 muestras (desde 56 a la 66) tienen un valor igual a 81.

Considerando que el periodo de muestreo es de $5\mu s$ ($F_s = 200KHz$), se tiene que el tiempo total de duración del achatamiento de la cresta es de $50\mu s$, lo cual implica que

el pico máximo de la envolvente puede estar en cualquier punto dentro de este intervalo de tiempo.

Al utilizar la fórmula de la distancia en función del **TOF**, se tiene que este intervalo de $50\mu s$ equivale a una longitud de $8,58mm$ como se puede comprobar con la Ecuación 5.30, lo cual establecería la precisión del sistema de medición en este margen.

$$d = \frac{50 \times 10^{-6} * 343,2}{2} = 8,58mm \quad (5.30)$$

Para localizar la posición real del pico máximo de la envolvente, se realizó un ajuste polinomial de la señal con la ayuda de la herramienta *Basic Fitting* de Matlab, con la cual se obtiene una gráfica como la de la Figura 5.40.

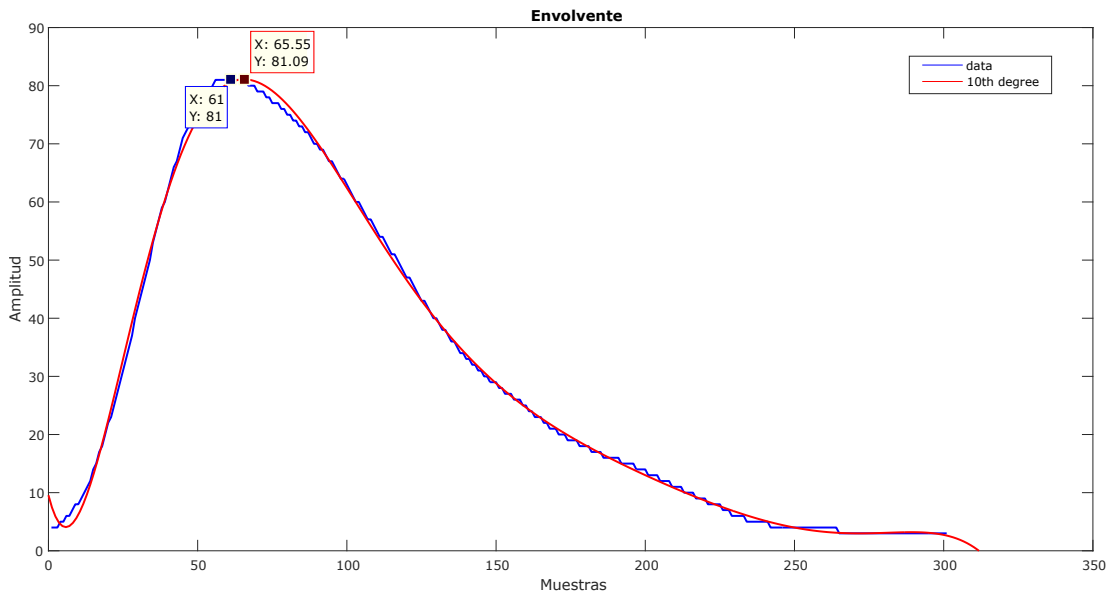


Figura 5.40: Aproximación polinomial de la envolvente de la señal

En donde se observa que el pico máximo real de la envolvente está en la posición $x = 65,55$ (recuadro rojo). Por otro lado en la Figura 5.40 se observa también que el punto medio del achatamiento se encuentra en la posición $x = 61$ (recuadro azul), lo cual implica una desviación aproximada de $23\mu s$ de la posición real del pico máximo, razón por la cual no se puede utilizar este punto para el cálculo del **TOF**, puesto que implicaría un error aproximado de $3,94mm$, lo cual dista mucho del objetivo de obtener una precisión de $1mm$.

La solución a este problema se encuentra en un artículo publicado por Medina [70], en el cual se puede observar que el autor utiliza el método de interpolación parabólica para mejorar la precisión de un sistema de posicionamiento ultrasónico.

5.9.1. Determinación de la posición del pico máximo mediante interpolación parabólica

El proceso de interpolación consiste en obtener una función matemática a partir de un conjunto de puntos conocidos; para el caso de una interpolación parabólica que pase por los puntos (x_0, y_0) , (x_1, y_1) y (x_2, y_2) , la función a encontrar es del tipo $y = ax^2 + bx + c$ donde el valor de los coeficientes a , b , c están dados por [71] [72]:

$$\begin{aligned}a &= \frac{y_0 + y_2 - 2y_1}{2} \\b &= \frac{y_2 - y_1}{2} \\c &= y_1\end{aligned}\tag{5.31}$$

Por otro lado, se sabe que el máximo de una función matemática se puede determinar calculando su primera derivada e igualándola a cero:

$$\begin{aligned}f(x) &= ax^2 + bx + c \\f'(x) &= 2ax + b = 0 \\x &= \frac{-b}{2a}\end{aligned}\tag{5.32}$$

Al reemplazar los coeficientes calculados con la Ecuación 5.31 en la Ecuación 5.32 se obtiene [71]:

$$x = \frac{y_0 - y_2}{2(y_0 - 2y_1 + y_2)}\tag{5.33}$$

La cuál es la posición del punto máximo de una función parabólica que pasa por los puntos $x_0 = -1$, $x_1 = 0$, $x_2 = 1$. Nótese que al fijar el punto $x_1 = 0$, el valor de x

debe ser tomado a partir de este, por lo que x puede tomarse como un valor de ajuste de la posición real del pico máximo de una señal que ha sido aproximada mediante interpolación parabólica, como puede verse en la Figura 5.41.

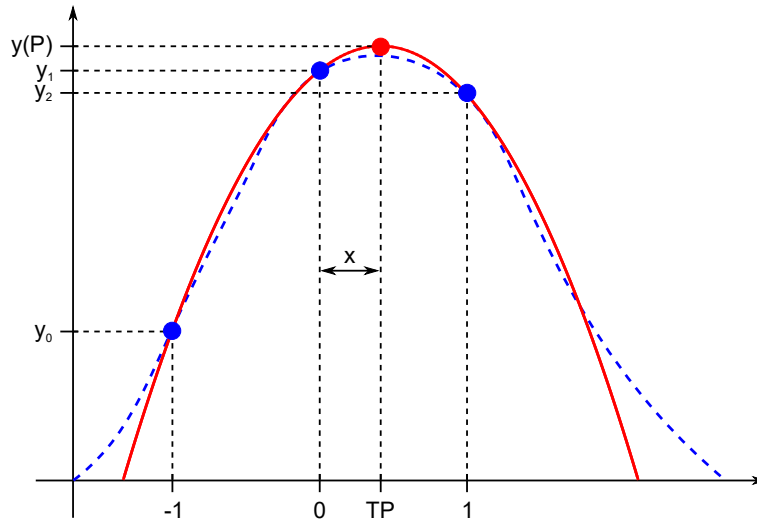


Figura 5.41: Interpolación parabólica de la envolvente de la señal

Para aplicar este método en la determinación del pico máximo de la envolvente de la señal ultrasónica se empezó por tomar tres puntos que contengan la localización de dicho pico, de tal manera que el punto central x_1 sea equidistante a los puntos x_0 y x_2 .

El punto x_1 fue ubicado en la parte central del achatamiento de la cresta de la envolvente, para luego ubicar los puntos x_0 y x_2 restando y sumando 15 muestras respectivamente a la ubicación del punto x_1 , de tal manera que queden fuera de la región achatada. Al reemplazar los valores y_0 , y_1 y y_2 (correspondientes a las muestras x_0 , x_1 y x_2 respectivamente) en la Ecuación 5.33, se obtiene el valor de ajuste x , el cual al estar en proporción del intervalo $[0, 1]$ tiene que ser escalado al intervalo $[x_1, x_2]$ multiplicando su valor por 15.

Finalmente, la posición del pico máximo de la señal (nombrada como TP en la Figura 5.41), es calculada sumando el valor de ajuste escalado Ex más el valor de x_1 , para después multiplicar este resultado por el periodo de muestreo de la señal que es de $5\mu s$. En la Figura 5.42 puede verse el diagrama de flujo del algoritmo de detección de la posición del pico máximo de la envolvente.

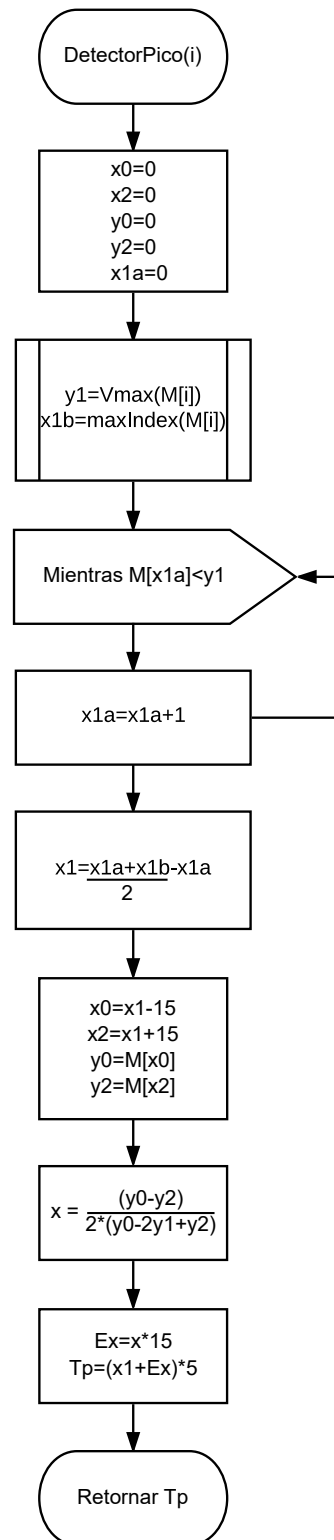


Figura 5.42: Diagrama de flujo del algoritmo de detección de la posición del pico máximo de la envolvente de la señal

Para comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo, se modifican algunas muestras del vector de envolvente para producir picos en los puntos x_0 , x_1 , x_2 y Tp , para después comparar su posición con el punto máximo de la aproximación polinomial de la envolvente, con lo cual se obtiene una gráfica como la de la Figura 5.43.

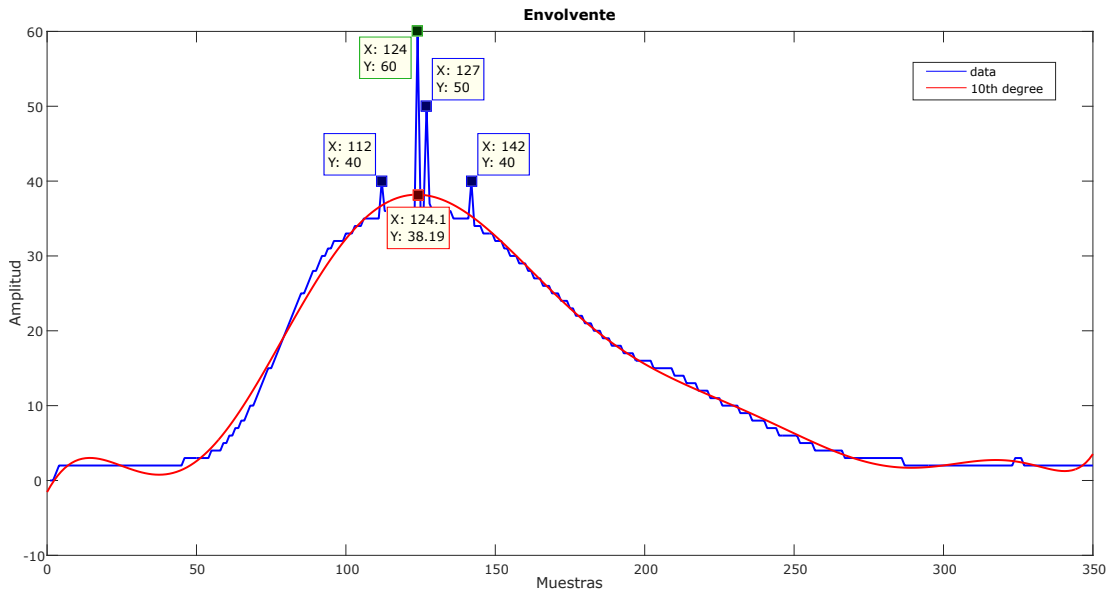


Figura 5.43: Comprobación del funcionamiento del algoritmo de detección de pico.

En la Figura 5.43 se puede observar la posición de los puntos $x_0 = 112$, $x_1 = 127$ y $x_2 = 142$, (recuadros azules) los cuales fueron utilizados para encontrar la posición del punto $Tp = 124$ (recuadro verde). Al comparar la posición de este punto con la posición del pico máximo de la aproximación polinomial de la señal (recuadro rojo), se tiene que es de apenas 0,1 muestras que equivalen a un tiempo de $0,5\mu s$, lo que a su vez equivale a una longitud de $0,08mm$, lo cual evidencia una notable mejoría de la precisión al aplicar el algoritmo desarrollado.

5.10. Cálculo del TOF

Para la obtención del TOF en segundos se utiliza la Ecuación 5.34, donde el valor de T_0 es de $125\mu s$, el valor de T_1 es de $1250\mu s$, el valor Tp es obtenido mediante el algoritmo de detección de pico, y el valor de k fue determinado mediante evaluación de la señal ultrasónica con el osciloscopio del cual se obtiene un valor aproximado de $470\mu s$.

$$TOF = \frac{T0 + T1 + Tp - k}{1 \times 10^6} \quad (5.34)$$

Al realizar algunas pruebas de medición a una distancia fija de $275mm$, se nota un problema de falta de repetibilidad en los resultados, los cuales son atribuidos a una posible fluctuación del valor calculado de Tp al considerar que los valores de $T0$, $T1$ y k son constantes. Para analizar el comportamiento de esta fluctuación se implementa un algoritmo para la realización de una secuencia de medición como el de la Figura 5.44, el cual fue ejecutado de forma repetitiva para obtener múltiples valores de Tp cuya gráfica puede verse en la Figura 5.45 .

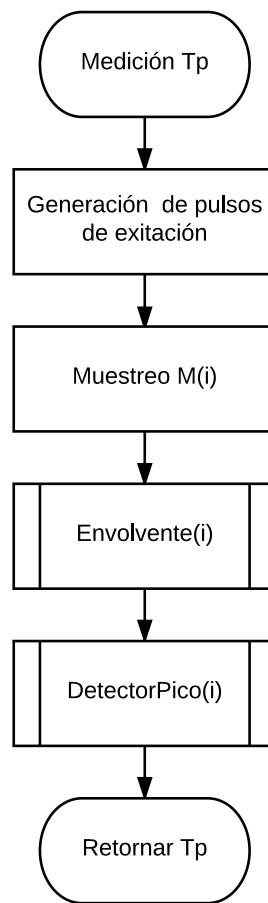


Figura 5.44: Diagrama de flujo del algoritmo para una secuencia de medición de Tp

En la Figura 5.45 se puede observar el resultado obtenido de 200 secuencias de medición de Tp , las cuales al ser analizadas mediante Matlab arrojan los resultados de la Tabla 5.2, en la que se observa que la máxima variación del tiempo calculado es de

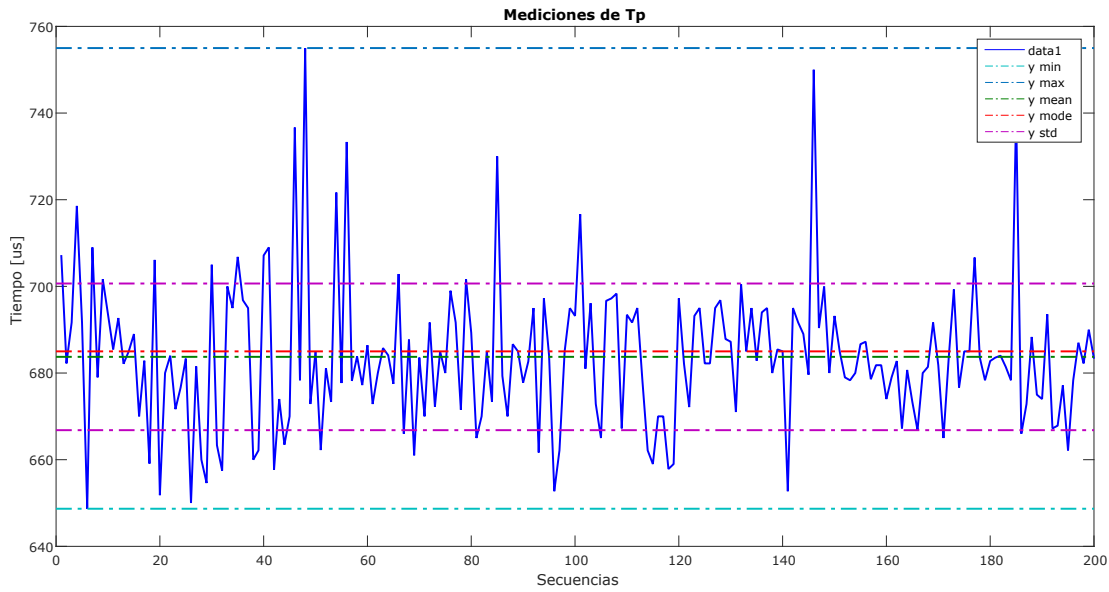


Figura 5.45: Gráfica de 200 secuencias de medición de Tp

106,32 μ s al comparar el valor máximo con el mínimo, lo cual equivale a un rango de error de hasta 18,24mm en la medición de la distancia.

Medición	Resultado [us]
Valor máximo	755.00
Valor mínimo	648.68
Intervalo	106.32
Media aritmética	683.73
Desviación estándar	16.923
Moda	685

Tabla 5.2: Análisis de las mediciones de Tp

El origen de estas fluctuaciones se encuentra al reconstruir la señal muestreada obteniendo una gráfica como la de la Figura 5.46.a, en la cual se observa que la forma de la envolvente no era estable, lo que producía un cambio constante en la posición del pico máximo.

En un principio, este problema se atribuyó a un posible efecto de *aliasing* que hacía que la señal muestreada se deformara, por lo que en primera instancia se consideró mejorar el diseño del filtro *antialiasing* de la Figura 5.23 para solucionar este problema; sin embargo, al realizar más pruebas variando la distancia del sensor al objetivo, se

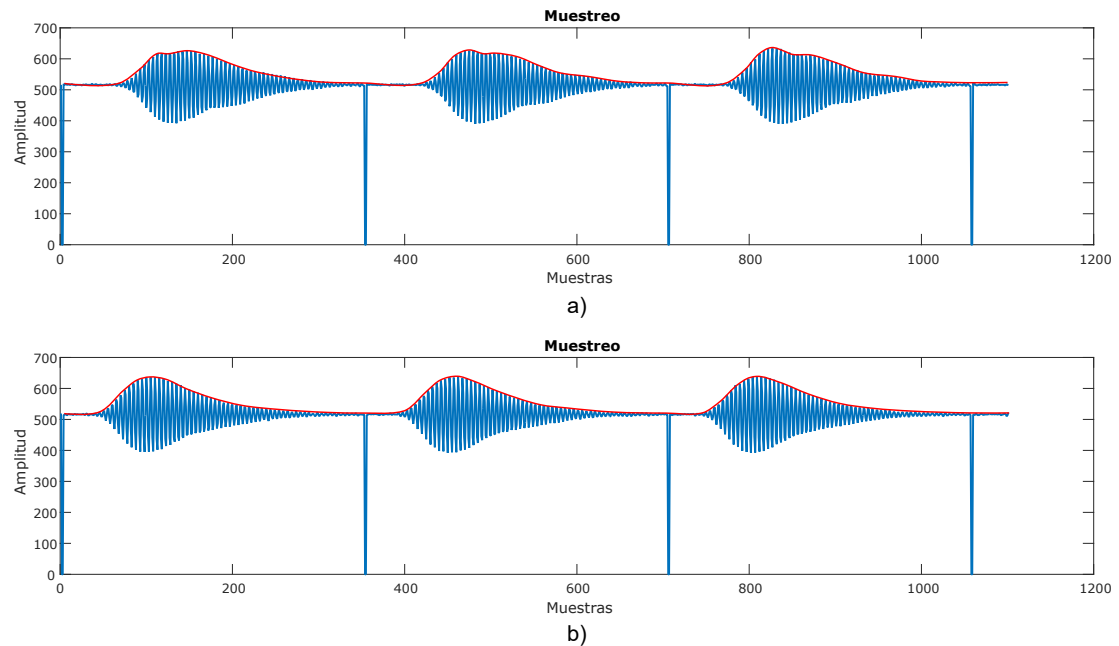


Figura 5.46: Señal ultrasónica muestreada a) Distancia=275mm, b) Distancia=255mm

obtienen señales como los de la Figura 5.46.b, que son mucho más estables, por lo que se puede concluir que la deformación de la señal obedecía a un problema de interferencia multitrayecto, el cual hace que sea imposible tomar mediciones de forma instantánea, debido a que no se puede saber con certeza si el valor obtenido es el correcto.

Al analizar los datos de la Tabla 5.2 se observa que el valor de la moda estadística es de $685\mu s$, lo que quiere decir que este es el valor que más se repite en la distribución de datos y que por lo tanto es el valor esperado de la medición de T_p . No obstante, el inconveniente de calcular el valor correcto de T_p por medio de la moda estadística es que se requiere de una gran cantidad de datos. Las pruebas realizadas se comprueban que solo se puede obtener un valor aceptable a partir de 200 muestras (como en el caso de la Figura 5.45), lo cual es un problema si se considera la limitada memoria del microcontrolador.

Para corregir esta limitación primero se trata de calcular el valor de T_p en función del valor promedio de un pequeño número de muestras, con lo cual se obtienen los resultados de la gráfica de la Figura 5.47, las cuales al ser analizadas mediante Matlab arrojan los resultados de la Tabla 5.3, donde se observa que el valor de la media aritmética de esta distribución de datos está bastante próxima al valor esperado de T_p . Al analizar los datos de la Tabla 5.3 también se observa que la diferencia entre la media

aritmética con el valor máximo y el mínimo es de $16,4\mu s$ y $14,8\mu s$ respectivamente, lo que equivale a una variación máxima aproximada de $2,81mm$ del valor real.

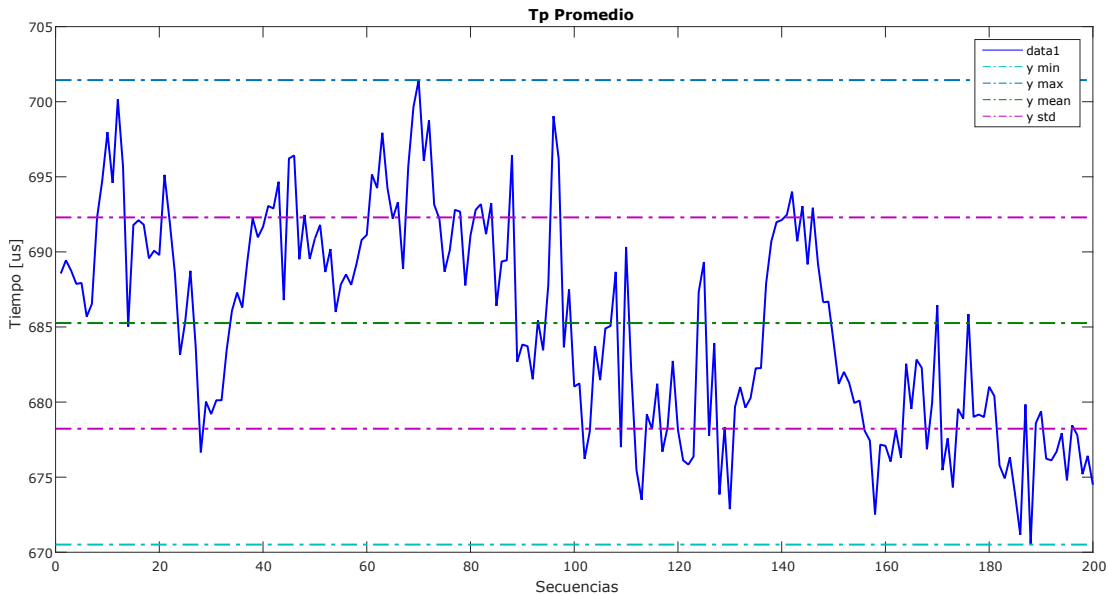


Figura 5.47: Resultados de 200 secuencias de medición de Tp promedio

Medición	Resultado [us]
Valor máximo	701.4
Valor mínimo	670.5
Intervalo	30.9
Media aritmética	685.3
Desviación estándar	7.035
Moda	685

Tabla 5.3: Análisis de las mediciones de Tp promedio

Por otro lado, los datos de la Tabla 5.3 también evidencian una reducción significativa del valor de la desviación estándar al compararlo con el de la Tabla 5.2, lo cual es muy importante si se considera la relación existente entre la desviación estándar y la precisión de un sistema de medición como se observa en la Sección 2.1.2. A partir de la formula general de la desviación estándar (Ecuación 2.1) se puede desarrollar un método para mejorar la precisión del sistema de medición, para esto primero se fija el valor de la desviación estándar en $6\mu s$ para obtener la precisión requerida de $1mm$:

$$6 = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (5.35)$$

Luego de fijar el valor de n en 1 se obtiene:

$$6 = \sqrt{(x_i - \mu)^2} \Rightarrow 6 = x_1 - \mu \quad (5.36)$$

Lo cual establece que para obtener una precisión de $1mm$ es necesario que la diferencia entre la media aritmética y la i -ésima muestra sea igual a $6\mu s$. Para alcanzar este objetivo se implementa un algoritmo que promedie el valor de n muestras, cuya diferencia con el valor de la muestra anterior no sobrepase de un umbral establecido. En la Figura 5.48 se puede observar el diagrama de flujo del algoritmo implementado, donde N_{sq} es el número de muestras para el valor promedio y Tp_{um} es el umbral que se estableció a $3\mu s$ con el fin de corregir el error de redondeo de decimales.

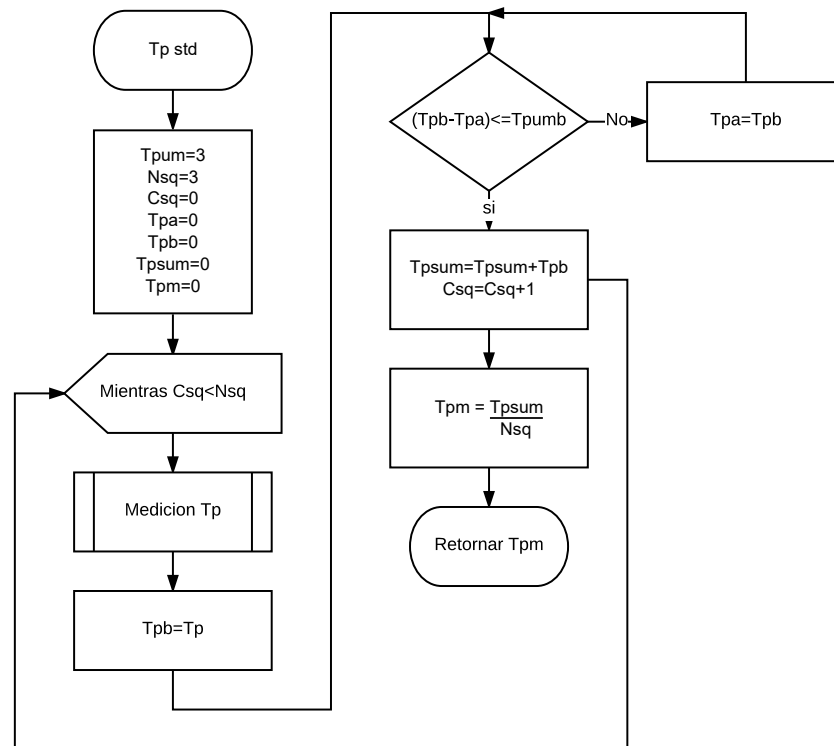


Figura 5.48: Diagrama de flujo del algoritmo de detección de Tp mediante ajuste de distribución estándar

En la Figura 5.49 se puede observar el resultado de múltiples mediciones aplicando este algoritmo, las cuales al ser analizadas mediante Matlab arrojaron los resultados de la Tabla 5.4.

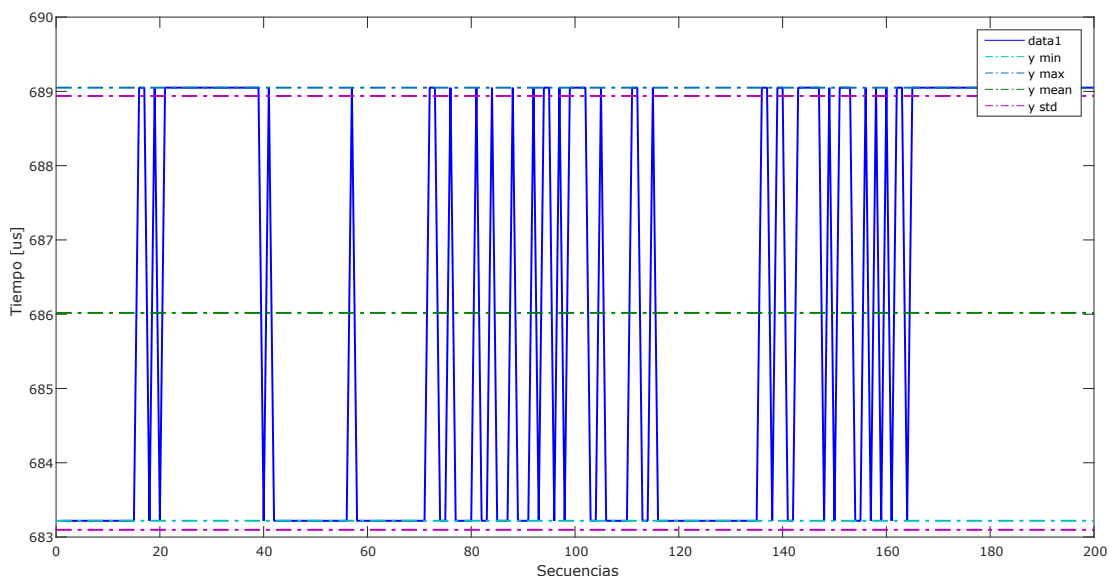


Figura 5.49: Resultados de 200 secuencias de medición de T_p con ajuste de distribución estándar

Medición	Resultado [us]
Valor máximo	689.0
Valor mínimo	683.2
Intervalo	5.8
Media aritmética	686.1
Desviación estándar	2.92
Moda	686

Tabla 5.4: Análisis de las mediciones de T_p con ajuste de distribución estándar

En la Tabla 5.4 se puede observar que al fijar el valor de la desviación estándar en $3\mu s$ se obtiene una diferencia entre el valor máximo y el mínimo de las mediciones de $5,8\mu s$ lo cual equivaldría a un error máximo aproximado de $1mm$ en las mediciones realizadas.

5.11. Corrección de la velocidad del sonido

Hasta ahora, en todos los cálculos realizados para estimar la distancia en función del tiempo de propagación de la onda ultrasónica, se utilizó la velocidad del sonido de $243,2m/seg$, la cual es correcta si esta se propaga por el aire a una temperatura de $20^{\circ}C$, con 50 % de humedad relativa y una altura a nivel del mar [73]. No obstante si se requiere obtener un máximo de precisión en las mediciones es necesario compensar los efectos de las características físicas del aire como son la temperatura, la humedad y la presión atmosférica.

Según lo estudiado en la Sección 2.4.2 los efectos de la humedad sobre la velocidad del sonido son prácticamente despreciables a temperaturas inferiores a $15^{\circ}C$, lo cual según la gráfica de la Figura 2.9 produciría una variación máxima en la velocidad del sonido de aproximadamente 0,28 % cuando la humedad relativa alcanza el 100 %. Esta variación de velocidad implica una variación de apenas $0,84mm$ en la medición del máximo rango de distancia de $300mm$, lo cual al estar dentro del rango de precisión de $1mm$ hace que sea innecesario compensar los efectos de la humedad sobre la velocidad del sonido.

Por otro lado, en la Sección 2.4.2 se observa también que no es necesario compensar los efectos de la presión atmosférica, ya que su variación es directamente proporcional a la temperatura, por lo que al compensar los efectos de esta mediante la Ecuación 2.9, se compensan también los efectos de la presión atmosférica.

5.11.1. Selección del sensor de temperatura

El sensor de temperatura seleccionado es el *DS18B20*, cuyas características más relevantes incluyen:

- Rango de medición de $-55^{\circ}C$ a $+125^{\circ}C$.
- Exactitud de $\pm 0,5^{\circ}C$ en el rango de $-10^{\circ}C$ a $+85^{\circ}C$.
- Interfaz 1 – *Wire* el cual requiere de un solo pin para la comunicación.
- Resolución programable de 9 a 12 bits.
- Voltaje de alimentación de $+3V$ a $+5.5V$.
- Disponible en empaquetados 8-Pin SO, 8-Pin μSOP , y 3-Pin TO-92.

El empaquetado que se selecciona es el *TO – 92*, el cual se puede encontrar en presentación tipo sonda impermeable como el de la Figura 5.50, lo cual lo hace ideal para soportar las condiciones de humedad del lugar de instalación.

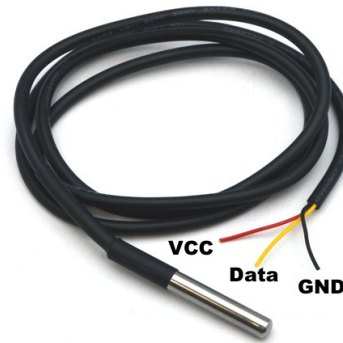


Figura 5.50: Sensor de temperatura DS18B20 tipo sonda impermeable

La conexión del sensor se realiza como se observa en la Figura 5.51, en tanto que su lectura a través de la interfaz 1 – *Wire* se puede realizar fácilmente en MikroC mediante la implementación de la librería *OneWire*.

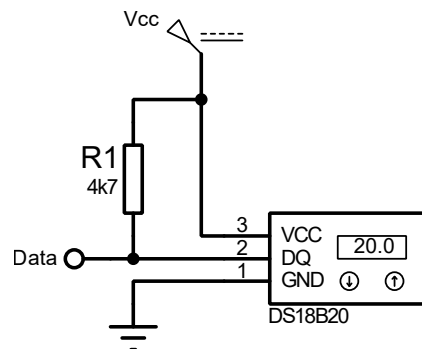


Figura 5.51: Conexión del sensor DS18B20

Con la lectura del sensor de temperatura y la Ecuación 2.9 se puede desarrollar un algoritmo que permita compensar los efectos de la temperatura sobre la velocidad del sonido, el diagrama de flujo de dicho algoritmo puede verse en la Figura 5.52.

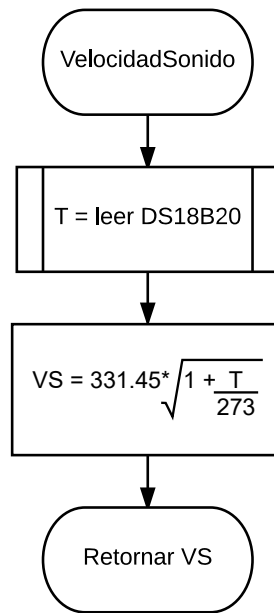


Figura 5.52: Diagrama de flujo del algoritmo para el cálculo de la velocidad del sonido en función de la temperatura

5.12. Cálculo de la distancia y caudal

Para el cálculo de la distancia se utilizaron los resultados del calculo del [TOF](#) en microsegundos y de la velocidad del sonido en m/seg , para obtener la Ecuación [5.37](#), la cual expresa el valor de la distancia en milímetros.

$$D = \frac{TOF * VS * 1000}{2} \quad (5.37)$$

En la Figura [5.53](#) se puede observar el diagrama de flujo del algoritmo para el cálculo de la distancia, donde se observa que se hace uso de los algoritmos de las Figuras [5.48](#) y [5.52](#).

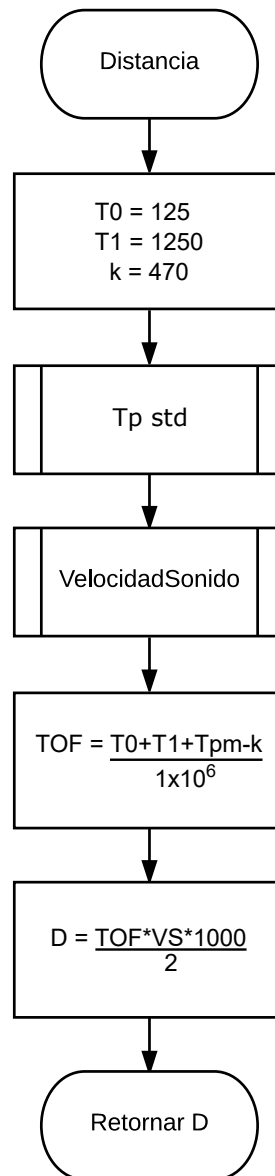


Figura 5.53: Diagrama de flujo del algoritmo para el cálculo de la distancia

En la Figura 5.54 se puede observar el resultado obtenido de 200 secuencias de medición utilizando este algoritmo, las cuales al ser analizadas mediante Matlab arrojaron los resultados de la Tabla 5.5, donde se observa que la variación máxima en las mediciones es de $2mm$ en tanto que el valor de la desviación estándar es de $0,58mm$.

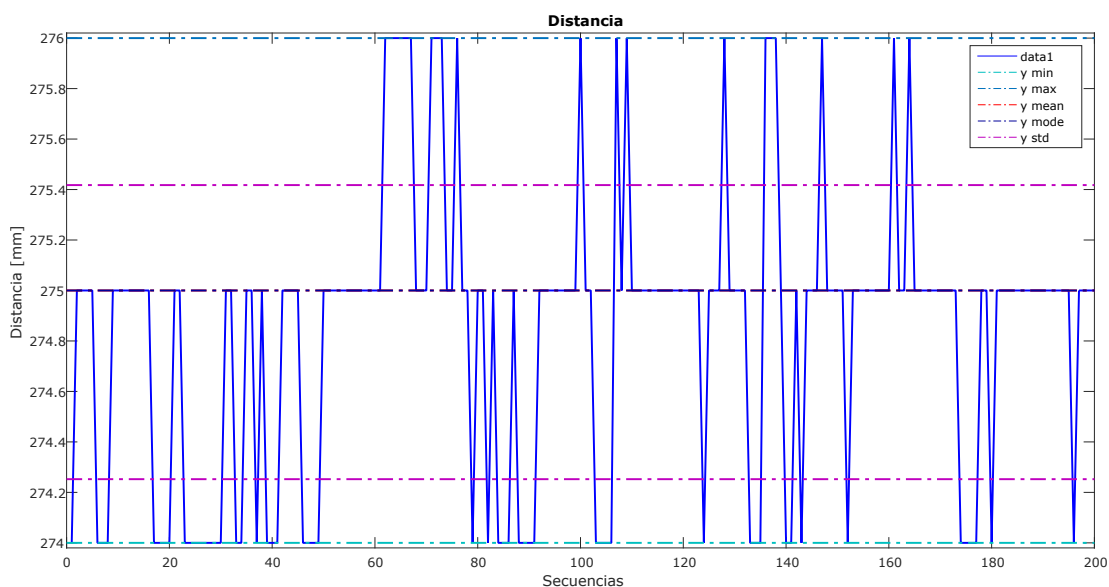


Figura 5.54: Resultados de 200 secuencias de medición de distancia

Medición	Resultado [mm]
Valor máximo	276
Valor mínimo	274
Intervalo	2
Media aritmética	275
Desviación estándar	0.58
Moda	275

Tabla 5.5: Análisis de las mediciones de distancia

Los datos de la Figura 5.54 fueron obtenidos a una tasa aproximada de 5 mediciones por segundo y a pesar de tener una desviación estándar mucho mejor que el objetivo planteado de $1mm$, se observa que la medición instantánea de la distancia puede arrojar cualquiera de los tres valores vistos en la gráfica. Para solucionar este problema se implementa un algoritmo que devuelve el valor de la distancia calculada de una forma mucho mas estable, utilizando para esto la moda estadística de 10 secuencias de medición. En la Figura 5.55 se puede observar el diagrama de flujo de dicho algoritmo.

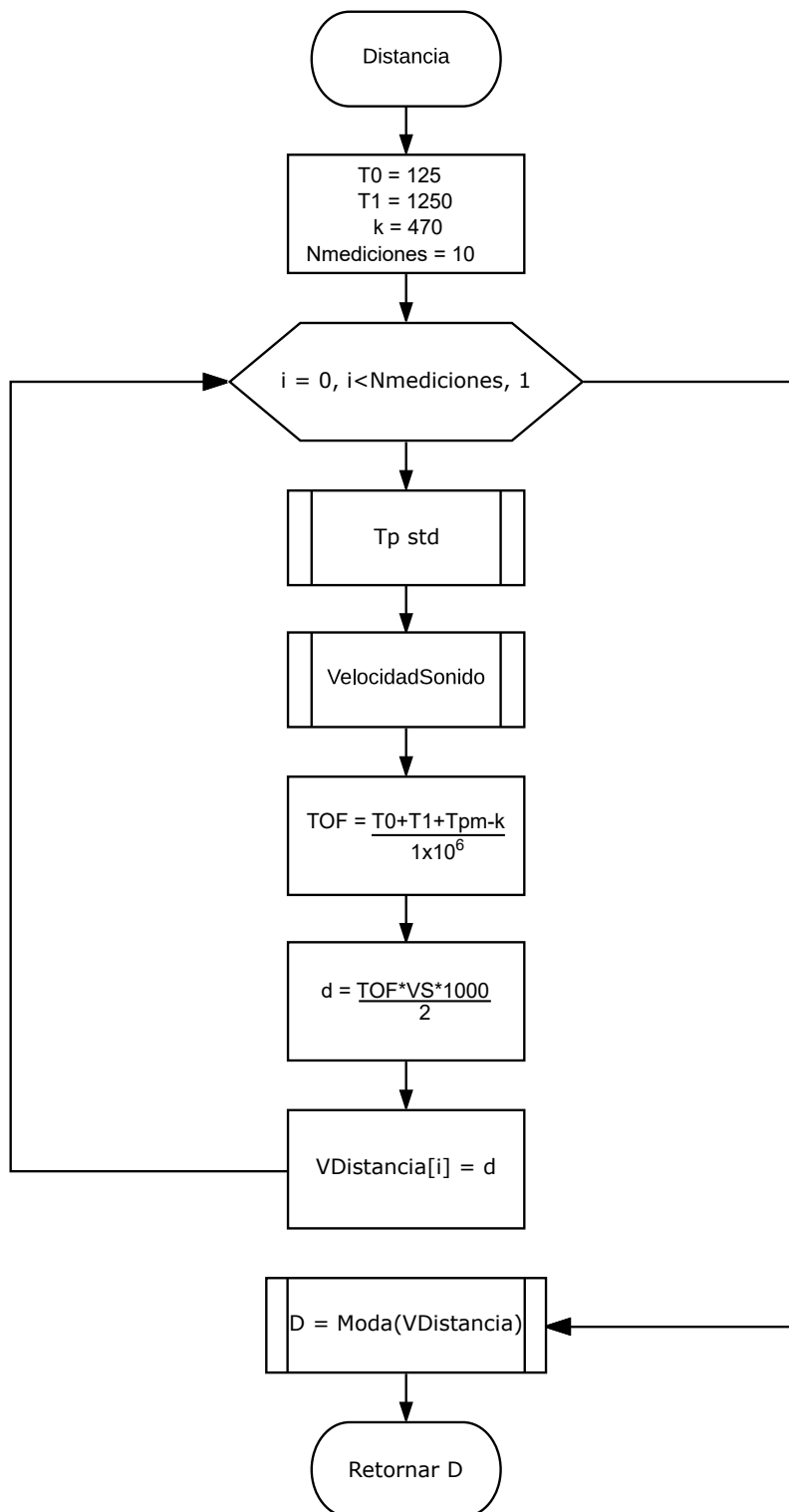


Figura 5.55: Diagrama de flujo del algoritmo definitivo para el cálculo de la distancia

Cabe recalcar que la aplicación de este algoritmo alarga el tiempo de procesamiento, por lo que al final el tiempo total requerido por el sensor para completar el calculo de una secuencia de medición es de aproximadamente 2 segundos. Por otro lado la Figura 5.56 muestra el resultado obtenido de 50 secuencias de medición a una distancia de 275mm, donde se puede observar claramente el nivel de repetibilidad y confiabilidad alcanzado por el sensor diseñado.

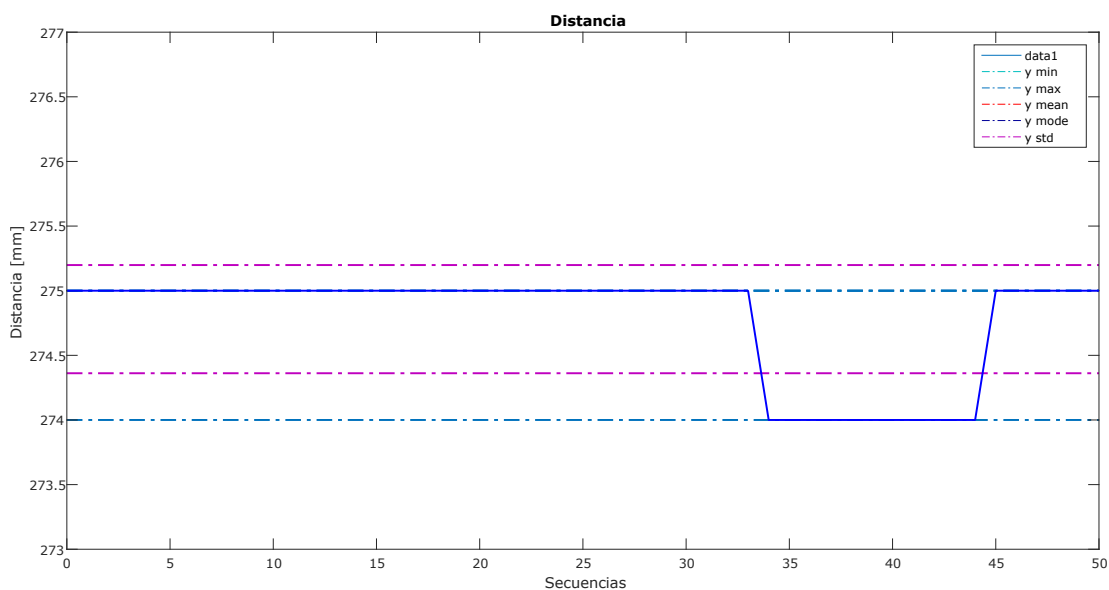


Figura 5.56: Resultados de 50 secuencias de medición de distancia

Medición	Resultado [mm]
Valor máximo	275
Valor mínimo	274
Intervalo	1
Media aritmética	275
Desviación estándar	0.41
Moda	275

Tabla 5.6: Análisis de las mediciones de distancia

Para realizar el calculo del caudal es necesario determinar el nivel de liquido que fluye a través del vertedero. Debido a que el sensor devuelve el valor de la distancia a la superficie del líquido, la determinación del nivel se realiza restando este valor de su altura de instalación con respecto al punto más bajo de la escotadura del vertedero como se observa en la Figura 5.57 de donde se obtiene la Ecuación 5.38 .

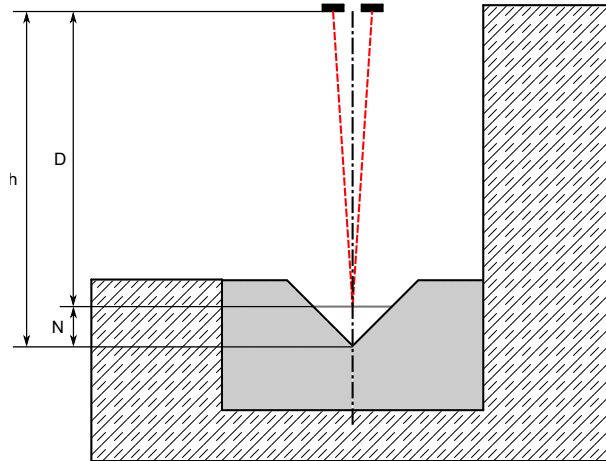


Figura 5.57: Rango de medición del sensor de distancia

$$N = h - D \quad (5.38)$$

Finalmente, el caudal del líquido que pasa a través del vertedero puede ser calculado mediante la Ecuación 5.39, donde N es el nivel del líquido en milímetros y Q es el caudal en litros/hora que fluye a través de un vertedero triangular con escotadura de 90° .

$$Q = 4960440 * \left(\frac{N}{1000} \right)^{\frac{5}{2}} \quad (5.39)$$

5.13. Conclusiones

Con el fin de seleccionar el tipo de transductor que se debe utilizar y su configuración más adecuada, es necesario tener en consideración algunos factores como el lugar de instalación, la complejidad de los circuitos y el costo de los componentes. Los transductores de tipo abierto son muy económicos y utilizan circuitos de excitación bastante simples, pero son muy susceptibles a las condiciones ambientales; por lo que su uso en este trabajo de titulación obedece más a razones de efectividad que de eficiencia. Por otro lado los transductores tipo SML tienen el mejor rendimiento debido a sus características de impermeabilidad y a su estrecho patrón de radiación, pero su exorbitante precio incrementa sustancialmente el presupuesto requerido para la implementación del sistema, por lo que su uso no se tiene en consideración. De esta manera se puede concluir

que los transductores de tipo cerrado son los más adecuados para integrar el sistema de medición requerido, debido a su resistencia en ambientes extremos y a que son igual de económicos que los transductores de tipo abierto, sin embargo, debe ponerse especial atención en solucionar el problema de vibración lateral, que ocasiona interferencias que pueden perjudicar mucho las lecturas de las mediciones.

Mediante el resultado de las pruebas realizadas al circuito receptor, se puede comprobar que el *Gain-Bandwidth* (GBW) de los amplificadores operacionales es una propiedad muy importante a tener en cuenta para mejorar el *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) de las señales que se desean procesar. Al utilizar amplificadores operacionales tradicionales como el *LM741* (GBW=1.5MHz) o el *TL082* (GBW=3MHz), se encontró que su limitada ganancia en ancho de banda restringe la frecuencia de corte de los filtros diseñados, además de que introduce mucho ruido, lo cual dificulta la correcta detección de la envolvente de la señal ultrasónica; condición que mejora significativamente al utilizar un amplificador operacional *TL974* el cual tiene un GBW igual a 12MHz.

La fijación de la longitud de la zona ciega del sensor y de la ventana de muestreo, debe realizarse con cierta holgura con el fin de que la señal ultrasónica reflejada sea muestreada en su totalidad y así evitar errores en la detección de su envolvente. Por otro lado, aunque los resultados obtenidos en la implementación del filtro digital IIR hayan sido satisfactorios para la detección de la envolvente, es muy probable que su respuesta de fase poco lineal haya contribuido al problema de la inestabilidad de la posición del pico máximo que se detalló en la Sección 5.10.

Finalmente, el tiempo de procesamiento del sensor (de 2 segundos) puede mejorar si se reducen el número de muestras que se utilizan para el cálculo de la moda, pero dado que la finalidad del sensor es la de medir el caudal de las filtraciones, y que este no sufre variaciones muy veloces, se puede considerar que este tiempo de procesamiento es aceptable; sin embargo se debe tener en cuenta este parámetro al momento de configurar el tiempo de espera de la red de sensores.



Capítulo 6

Diseño de la red de comunicación

En este capítulo se analiza el procedimiento seguido para el diseño de la red de comunicación, que permite la recolección de los datos proporcionados por el sensor desarrollado para su posterior lectura por parte del sistema de monitoreo de la presa. Se empieza por definir la estructura de los mensajes que permiten la comunicación entre los distintos dispositivos conectados a la red, para luego explicar de manera detallada los criterios utilizados para el diseño de la red de sensores, por último se explica el método utilizado para permitir su interconexión con la red de monitoreo de la presa.

6.1. Estructura de la trama de datos

La red de sensores diseñada utiliza una arquitectura del tipo maestro/esclavo, en la cual un solo dispositivo (maestro) se encarga de iniciar y controlar las sesiones de comunicación con los demás dispositivos (esclavos). Para el intercambio de información entre estos, es necesario definir una trama de datos que permita especificar el dispositivo que debe procesar la solicitud y la acción que se debe realizar. Esta trama de datos tiene una longitud de 6 bytes y es utilizada tanto para los mensajes de solicitud como de respuesta, en la Figura 6.1 se puede observar su estructura.

0	1	2	3	4	5
INICIO	IdEsclavo	Funcion	Datos		FIN
:	1 Byte	1 Byte	2 Bytes		CR

Figura 6.1: Trama de datos utilizada en la comunicación Maestro/Esclavos

En la Figura 6.1 se puede observar que la trama de datos comienza con un carácter “ : ” (3Ah) y termina con el carácter de retorno de carro “CR” (0Dh). El segundo byte corresponde al identificador de esclavo, el cual puede tomar cualquier valor en el intervalo de 0 a 255 (01h - FFh), reservando la dirección 0 (00h) para peticiones de tipo *broadcast* en las cuales el dispositivo maestro envía una solicitud a todos los dispositivos esclavos pero ninguno de ellos responde. El tercer byte de la trama consiste en un código de función que indica al dispositivo esclavo la tarea que debe realizar, en tanto que los bytes 3 y 4 sirven para completar la información de la función requerida de un mensaje de solicitud y almacenar los datos requeridos de un mensaje de respuesta.

6.1.1. Mensajes de solicitud

Los mensajes de solicitud indican al dispositivo esclavo la tarea que debe realizar, utilizando para esto el byte de código de función y los bytes de datos que contienen información necesaria para completar la acción. Para el caso específico del sensor de caudal diseñado, las funciones disponibles están descritas en la Tabla 6.1.

Función	Descripción
01h	Leer registro principal
02h	Leer registro específico
03h	Establecer altura de instalación
04h	Calibrar

Tabla 6.1: Funciones disponibles para el sensor de nivel

La Función 01h indica al sensor que realice una secuencia de medición y devuelva la información correspondiente al caudal calculado. La Función 02h indica al sensor que realice una secuencia de medición y devuelva la información de un parámetro específico fijado por el valor del campo de bytes de datos de la trama de petición. Los posibles valores para la lectura de los registros específicos están descritos en la Tabla 6.2.

La Función 03h es utilizada para establecer la altura de instalación del sensor con el fin de obtener una medición exacta del nivel de líquido que fluye a través del vertedero, el cual es necesario para el posterior cálculo del caudal. Para fijar el valor de esta altura en milímetros se hace uso de los bytes de datos de la trama de petición, pudiendo fijar una distancia en el rango de 200 a 500mm (00C8h – 01F4h).

Registro		Descripción
Byte 3	Byte 4	
00h	01h	Nivel
00h	02h	Distancia
00h	03h	TOF
00h	04h	Temperatura

Tabla 6.2: Registros del sensor de nivel

La Función 04h es utilizada para la calibración del sensor en caso de que la distancia medida no coincida con la distancia real. Esta variación en la medición puede deberse a factores ambientales del lugar de instalación o al reemplazo del transductor ultrasónico, y afecta únicamente la exactitud del sensor mas no su precisión, razón por la cual se puede corregir fácilmente sumando o restando una cantidad que por lo general no es mayor a 8mm (que corresponde a una longitud de onda de la señal ultrasónica de 40KHz a 20°C). Para establecer el factor de calibración se usan los bytes de datos de la trama de petición, donde el Byte 4 indica el valor y el Byte 3 indica si debe sumarse cuando es igual a 00h ó restarse cuando es igual 11h.

En la Figura 6.2 se puede observar dos ejemplos del formato de mensajes de solicitud. El primero corresponde a una solicitud de lectura de la distancia, en tanto que el segundo corresponde a un ejemplo de calibración de $-3mm$ en la medición.

0	1	2	3	4	5
INICIO	IdEsclavo	Funcion	Datos		FIN
3Ah	01h	02h	00h	02h	0Dh

INICIO	IdEsclavo	Funcion	Datos		FIN
3Ah	01h	04h	11h	03h	0Dh

Figura 6.2: Ejemplos de mensajes de solicitud

6.1.2. Mensajes de respuesta

Cuando el dispositivo maestro envía un mensaje de solicitud, este es recibido por todos los dispositivos esclavos que se encuentran atentos a cualquier cambio producido en la red, supervisándola continuamente en espera de que se produzca una interrupción por UART. Tras producirse, cada dispositivo esclavo verifica que el primer byte recibido corresponda al byte de inicio de trama, de ser así procederán a almacenar los 5 bytes

restantes en un vector.

Posteriormente, cada dispositivo esclavo decodificará el siguiente byte para confirmar si corresponde a su identificador o si se trata de una solicitud de tipo *broadcast*, de ser así, procederán a confirmar que el último byte corresponda al byte de final de trama para dar paso al procesamiento de la función requerida, caso contrario descartaran la trama recibida.

Los mensajes de respuesta incluyen el identificador, el código de la función procesada y los datos devueltos de la ejecución de la función por parte del dispositivo esclavo. En el caso de las funciones 01h y 02h, el campo de datos está compuesto por los resultados de caudal, nivel, distancia, TOF o temperatura según corresponda, ordenados de tal manera que su byte menos significativo ocupe el Byte 4, y su byte más significativo ocupe el Byte 3 de la trama de respuesta.

Para el caso de la Función 03h, el mensaje de respuesta es un reflejo del mensaje de solicitud, como una forma de indicar que la solicitud fue procesada satisfactoriamente por parte del sensor. Por otro lado, el mensaje de respuesta de la Función 04h incluye una lectura de la distancia medida por el sensor, esto con el fin de verificar si el proceso de calibración fue ejecutado satisfactoriamente o si es necesario volver a enviar una nueva solicitud de calibración.

En caso de producirse un error en el procesamiento de la solicitud, el dispositivo esclavo devolverá un mensaje de respuesta cambiando el código de la función solicitada por EEnh, y estableciendo los bytes del campo de datos con un código que describa el error producido, los cuales se describen en la Tabla 6.3.

Código de error		Descripción
Byte 3	Byte 4	
00h	E1h	Función no disponible
00h	E2h	Registro no disponible
00h	E3h	Cantidad fuera de rango

Tabla 6.3: Códigos de error del dispositivo esclavo

En la Figura 6.3 se pueden observar dos ejemplos de mensajes de respuesta, el primero de ellos corresponde a la respuesta de una solicitud de medición de caudal cuyo valor es de 280litros/hora (0118h), en tanto que el segundo corresponde a un mensaje de error devuelto para una solicitud de lectura de un registro inexistente.

0	1	2	3	4	5
INICIO	IdEsclavo	Funcion	Datos		FIN
3Ah	01h	01h	01h	18h	0Dh

0	1	2	3	4	5
INICIO	IdEsclavo	Funcion	Datos		FIN
3Ah	01h	EEh	00h	E2h	0Dh

Figura 6.3: Ejemplos de mensajes de respuesta

6.2. Diseño de la red de sensores

Para realizar la comunicación entre el dispositivo maestro y los dispositivos esclavos se utiliza el estándar de comunicación *RS485*, para lo cual cada dispositivo es provisto de un circuito integrado *MAX485*.

El estándar *RS485* se basa en un sistema de bus diferencial, lo cual implica que la señal transmitida por cada dispositivo conectado a la red es enviada por duplicado pero con polaridad invertida a través de cada hilo como se observa en la Figura 6.4, lo que permite prescindir del uso de una tierra común como en el caso del estándar *RS232* [25].

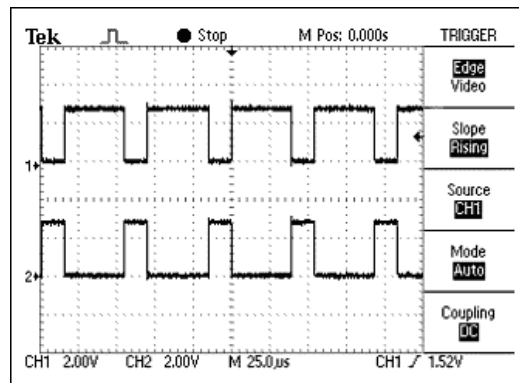


Figura 6.4: Señales simétricas a través de dos hilos [24]

Esta tensión diferencial entre los dos hilos de comunicación produce señales con tensiones pico de $-7V$ a $+12V$, lo cual combinado con la sensibilidad de entrada de $\pm 200mV$ de los chips de comunicación compatibles con el estándar, hace que sea ideal para la transmisión de datos a gran velocidad sobre grandes distancias, obteniendo tasa de transmisión de hasta $10Mbit/s$ a 12 metros y $100Kbit/s$ a 1200 metros [24] [74].

Por otro lado, el estándar recomienda la utilización de cable tipo par trenzado para la línea de transmisión, esto con el fin de reducir los problemas de diafonía muy comunes en los sistemas de comunicación de larga distancia y gran velocidad. El estándar también recomienda (aunque no explícitamente) que la impedancia característica de la línea de transmisión sea de 120Ω , la cual es la impedancia típica de un par trenzado calibre 24AWG [74].

Con el fin de evitar reflexiones de la señal en los extremos de la línea de transmisión, es necesario incluir unas resistencias de terminación en los extremos de la línea, cuyo valor debe ser el mismo que el de la impedancia característica del cable utilizado. Aunque algunas reflexiones son inevitables debido a características propias del cable, un desajuste lo suficientemente grande puede causar grandes reflexiones que terminen por corromper las señales causando errores en los datos. En la Figura 6.5 se puede observar la señal obtenida de una línea de transmisión mal ajustada con una resistencia de terminación de 54Ω y su comparación con una línea correctamente ajustada [25].

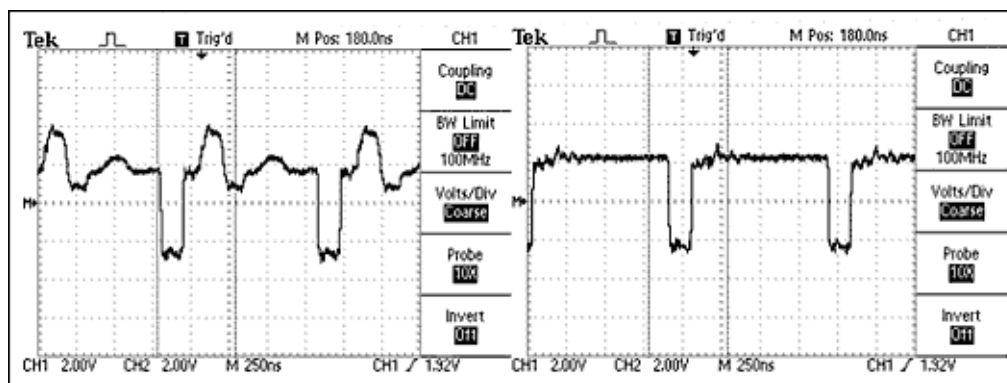


Figura 6.5: Forma de onda de señales con ajuste incorrecto y correcto [25]

La impedancia característica de la línea de transmisión también juega un papel determinante en el máximo número de dispositivos que se pueden conectar al segmento de red. Considerando que el estándar recomienda que la mínima impedancia de carga sea de 54Ω (para una línea de transmisión con impedancia característica de 120Ω), y que está determinada por el valor de las resistencias de terminación conectadas en paralelo con la impedancia de entrada de cada circuito integrado MAX485 (que es de $12K\Omega$), se tiene que el máximo número de dispositivos conectados a la red es 32 [74].

Si se desea tener la posibilidad de conectar más elementos a la red se puede optar por utilizar dispositivos con una mayor impedancia de entrada como el caso del circuito

integrado *MAX487* que permite conectar hasta 128 dispositivos a una misma red, o se puede optar por utilizar repetidores que permitan conectar 32 dispositivos por nodo, hasta alcanzar el máximo de 254 dispositivos que admite la red de sensores diseñada [25].

Con el fin de optimizar la organización de los distintos dispositivos conectados a la red, se opta por utilizar la segunda solución mediante el diseño e implementación de dispositivos *hub/splitter* (concentrador/repartidor), los cuales permiten una conexión entre sí mediante una topología de red de tipo árbol como la que se puede observar en la Figura 6.6.

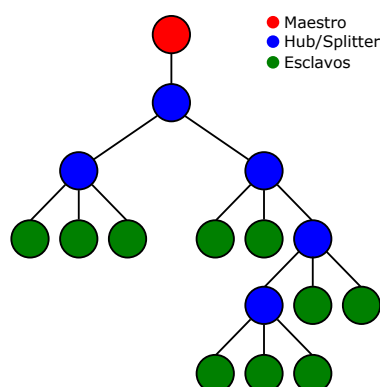


Figura 6.6: Sensores conectados en topología de red de tipo árbol

La topología de red de tipo árbol presenta además las siguientes ventajas [75]:

- Facilidad de localización y resolución de errores.
- Facilidad de escalabilidad de la red.
- La avería de un segmento no compromete el funcionamiento de otro.
- Cableado punto a punto para los segmentos individuales.

Esta última ventaja toma cierta relevancia si se toma en cuenta que el estándar *RS485* recomienda que la máxima longitud del cable de conexión de los dispositivos con la línea de transmisión no sobrepase de 5 metros [24], de esta forma si se necesita extender la red a una distancia superior, bastaría con tender una nueva línea de transmisión con resistencias terminales entre dos dispositivos *hub/splitter*.

Un dispositivo *hub/splitter* está conformado por un microcontrolador provisto de dos puertos *UART* y dos circuitos integrados *MAX485*, y está programado para realizar

la transmisión de las tramas de datos de forma transparente, es decir, volcando el contenido del *buffer* de entrada del UART1 al *buffer* de salida del UART2 y viceversa, sin realizar ninguna comprobación de errores, aunque si está provisto de dos *Light-Emitting Diode (LED)* que indican la entrada y salida de datos, con el fin de ayudar a la detección de los posibles puntos de interrupción de la red. En la Sección D.1.3 del Apéndice D se puede encontrar los esquemas de los circuitos de los dispositivos desarrollados.

6.3. Interconexión de la red de sensores con la red de monitoreo de la presa

En el sistema diseñado, el dispositivo maestro esta implementado sobre una SBC Raspberry Pi modelo +B version 1, cuyas características técnicas más relevantes incluyen [76]:

- Procesador Broadcom BCM2835 SoC de cuatro núcleos a 700Mhz
- RAM 512 MB SDRAM 400 MHz
- Cuatro puertos USB 2.0
- 1 puerto Ethernet 10/10
- 1 puerto Full HDMI
- Puerto GPIO de 40 pines con comunicación serial SPI, I2C ,UART.
- Consumo de energía de 600mA hasta 1.8A a 5V

La Raspberry Pi también se encarga de la interconexión de la red de sensores con la red de monitoreo mediante el protocolo de comunicación industrial Modbus TCP/IP. En la Figura 6.7 se presenta el diseño de red propuesto, donde se observa que la Raspberry Pi además de actuar como maestro de la red de sensores, actúa como servidor Modbus TCP/IP, el cual puede atender las peticiones del sistema *Human Machine Interface (HMI)* de la red de monitoreo de la presa.

Para la lectura de los datos provistos por los distintos dispositivos conectados la red de sensores, se aprovecha la tabla de Registros de Retención analizados en la Tabla 2.2 de la Sección 2.8.2, lo cual permite que el sistema HMI conectado a la red Modbus

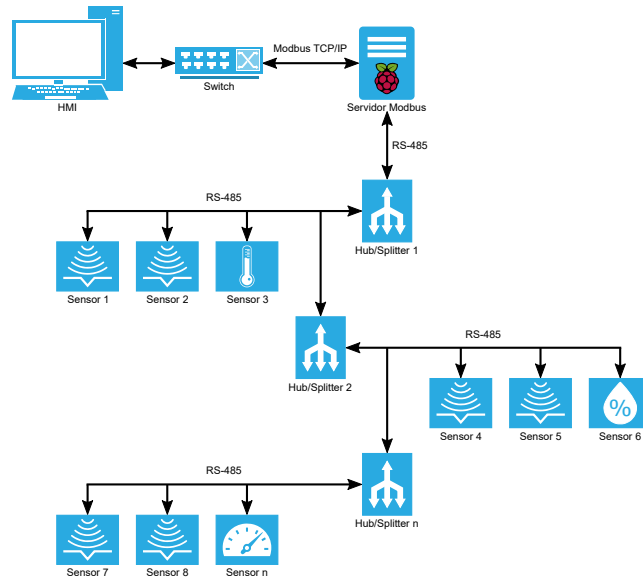


Figura 6.7: Diseño completo de la red de comunicación

TCP/IP pueda acceder a estos datos. Por otro lado, las funciones de calibración analizadas en la Sección 6.1.1 también pueden ser realizadas desde el sistema HMI pero no mediante el protocolo Modbus TCP/IP, por lo que se requiere de otro protocolo de comunicación llamado *Secure Shell (SSH)*, el cual permite un acceso remoto a la Raspberry Pi desde donde se puede ejecutar el software de calibración preparado para este fin.

6.4. Servidor Modbus TCP/IP en la Raspberry Pi

Para la configuración del servidor Modbus TCP/IP en la Raspberry Pi se utiliza la librería *Pymodbus*, la cual permite una completa y sencilla implementación del protocolo Modbus sobre cualquier dispositivo con sistema operativo Linux. Entre sus características más relevantes están [77]:

- Protocolo completo de lectura y escritura de tablas de elementos discretos y de registros.
- Comunicación sobre TCP, *User Datagram Protocol (UDP)*, Serial *American Standard Code for Information Interchange (ASCII)*, Serial RTU y Serial binario.
- Completo control del contexto del servidor (información de dispositivos, conta-

dores, etc.)

- Comunicación Cliente-Servidor síncrona y asíncrona.

En la Sección C.1 del Apéndice C se detallan los comandos necesarios para la instalación del servidor Modbus TCP/IP en la Raspberry Pi. La implementación del servidor fue realizada utilizando el lenguaje de programación Python 2.7, para lo cual se utiliza un ejemplo de aplicación para la implementación de un servidor asíncrono detallado en la documentación de la librería [78].

El servidor implementado aprovecha la tabla de *registros de retención* para almacenar los datos provenientes de los sensores, para esto es necesario reservar 3000 direcciones de datos para esta tabla y únicamente una dirección de datos para cada una de las demás. Los *datastores* solo responderán a las peticiones que apunten a las direcciones que se hayan reservado; así por ejemplo si el *datastore* de una determinada tabla se inicializa desde la dirección *00h* hasta la dirección *FFh*, una solicitud a la dirección *100h* responderá con una excepción. En la Sección C.2 del Apéndice C se detallan los pasos necesarios para realizar la reservación de las direcciones de memoria.

Los datos recogidos de cada sensor se almacenan en la tabla en intervalos de 10 posiciones, con el fin de que se puedan almacenar hasta 10 registros de datos por cada dispositivo esclavo. En la Tabla 6.4 se puede observar como están organizados los datos en la tabla de registros de retención. De esta forma, el contenido del registro *00h* del esclavo 1 se almacena en la dirección de datos *00h* de la tabla de Registros de Retención, en tanto que el contenido del registro *02h* del esclavo 2, se almacena en la dirección de datos *0Ch*.

En las secciones C.3 y C.4 del Apéndice C, se detallan los procedimientos para la inicialización del servidor y la actualización de los datos respectivamente. Estos dos procesos corren en dos hilos de ejecución independientes para permitir la consulta y actualización de los datos de forma simultánea.



Esclavo	Registro	Dirección de dato en la tabla
01h	00h	00h
	01h	01h
	02h	02h
	03h	03h
	04h	04h
	05h	05h
	06h	06h
	07h	07h
	08h	08h
	09h	09h
02h	00h	0Ah
	01h	0Bh
	02h	0Ch
	03h	0Dh
	04h	0Eh
	05h	0Fh
	06h	10h
	07h	11h
	08h	12h
	09h	13h
03h	00h	14h
	01h	15h
	02h	16h
	03h	17h
	04h	18h
	05h	19h
	06h	1Ah
	07h	1Bh
	08h	1Ch
	09h	1Dh

FFh	00h	9ECh
	01h	9EDh
	02h	9EEh
	03h	9EFh
	04h	9F0h
	05h	9F1h
	06h	9F2h
	07h	9F3h
	08h	9F4h
	09h	9F5h

Tabla 6.4: Organización de datos en la tabla de Registros de Retención



6.5. Conclusiones

Los dispositivos *hub/splitter* de la red de sensores diseñada, facilitan la escalabilidad de la red y permite un mejor control de su operación ayudando a obtener una mejor organización de los distintos dispositivos esclavos y a detectar posibles fallos que se puedan dar en el funcionamiento de la red.

El uso del servidor Modbus TCP/IP puede ayudar a reducir los costos de implementación de la red de monitoreo, debido a que concentra la información de varios sensores en un solo dispositivo Modbus, evitando de esta manera la utilización de cableado estructurado, *switches* y *Programmable Logic Controller (PLC)*s necesarios para la infraestructura de una red Modbus TCP/IP tradicional.

Capítulo 7

Resultados y discusión

En este capítulo se realiza un análisis de los resultados obtenidos del sistema diseñado. Se empieza por evaluar el rendimiento del sensor de nivel mediante unas pruebas de medición a diferentes distancias. Posteriormente se realiza una prueba de la red de sensores y servidor Modbus TCP/IP agregando a la red el sensor diseñado junto con un sensor de temperatura/humedad, para después realizar solicitudes de los datos de estos dos sensores desde un cliente Modbus TCP/IP implementado en una PC simulando ser el cliente HMI de la red de monitoreo de la presa.

7.1. Análisis del rendimiento del sensor de nivel y calibraciones finales.

Para realizar el análisis del rendimiento del sensor de nivel se empieza por implementar una maqueta de pruebas como la de la Figura 7.1, donde el sensor ultrasónico ha sido montado sobre un plano de desplazamiento, mientras que el objetivo es la superficie del líquido contenido en un recipiente. La distancia entre el sensor y el objetivo se miden con una referencia adecuada proporcionada por una regla con graduación milimétrica ubicada en el plano de desplazamiento del sensor.

La primera prueba que se ejecuta es para determinar el grado de repetibilidad de las mediciones del sensor, para esto se realiza una serie de mediciones de una misma distancia bajo las mismas condiciones de temperatura.



Figura 7.1: Maqueta de pruebas del sensor de nivel

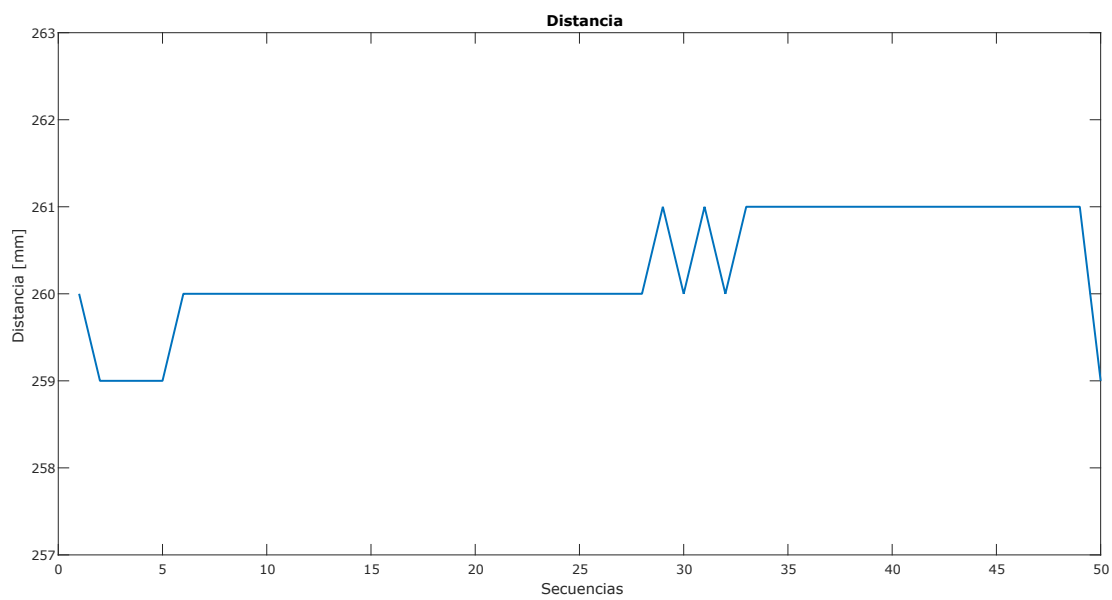


Figura 7.2: Distancia=260mm, Temperatura=22°C

En la Figura 7.2 se puede observar el resultado obtenido de 50 secuencias de medición de una distancia de 260mm a una temperatura ambiente de 22°C , se observa que de las 50 mediciones realizadas, 26 mediciones arrojaron el resultado correcto, 5 mediciones arrojaron un resultado inferior al esperado y 19 mediciones arrojaron un resultado superior. Cabe recalcar que en las mediciones donde el resultado obtenido no fue el correcto, el error no sobrepasaba de 1mm .

Para determinar el grado de reproducibilidad de las mediciones del sensor, se debe realizar una serie de mediciones de la misma distancia bajo diferentes condiciones de temperatura. En la Figura 7.3 se puede observar el resultado obtenido de 50 secuencias de medición de la misma distancia de 260mm a temperaturas de 25°C y 16°C respectivamente.

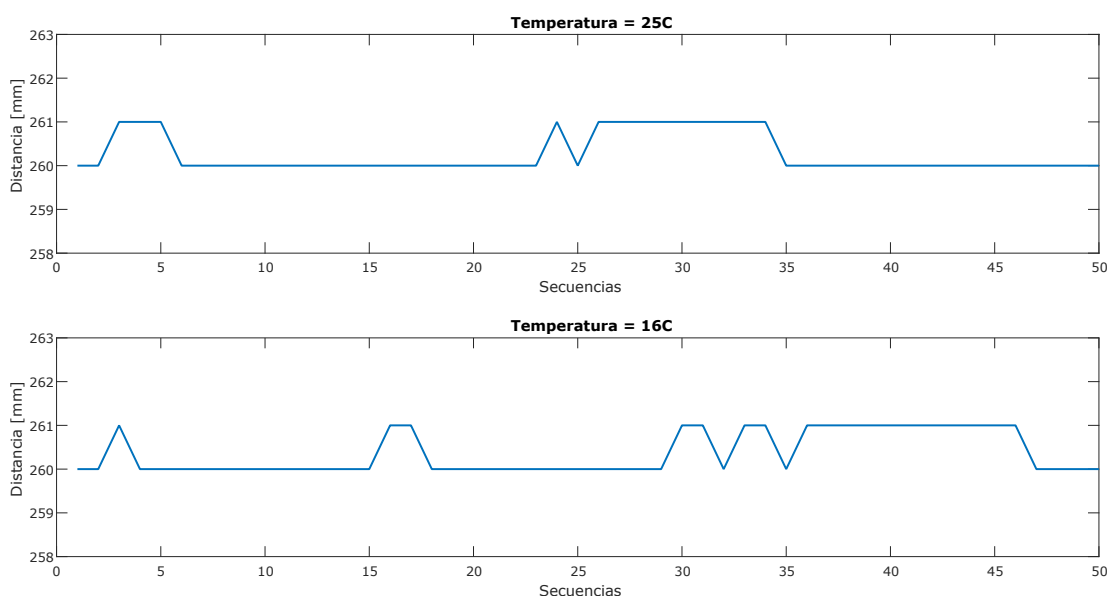


Figura 7.3: Análisis de reproducibilidad del sistema de medición

En la gráfica superior de la Figura 7.3 se puede observar que 37 de las 50 mediciones arrojaron el resultado correcto y 13 mediciones arrojaron un resultado superior, en tanto que en la gráfica inferior se observa que 32 mediciones arrojaron el resultado correcto y 18 mediciones arrojaron un resultado superior; en ambos casos al igual que en la prueba de repetibilidad, el error obtenido no sobrepasa de 1mm . De esta forma se puede comprobar que aunque los resultados de repetibilidad y reproducibilidad no hayan sido perfectos son bastante aceptables debido a que en la mayoría de los casos el sistema es capaz de proporcionar la medición correcta.

La siguiente prueba que se efectúa es para comprobar la linealidad de las mediciones, para esto se debe realizar una serie de lecturas en el intervalo de 250 a 300mm en pasos de 1mm. Debido a que la repetibilidad de las mediciones no es perfecta, se tomó como válidas las lecturas que se repetían tres veces consecutivas, las cuales fueron comparadas con el valor real de las mediciones para obtener las gráficas de la Figura 7.4. La línea roja de la gráfica superior de la Figura 7.4 representa el valor ideal de las mediciones, en tanto que la curva azul representa los resultados obtenidos.

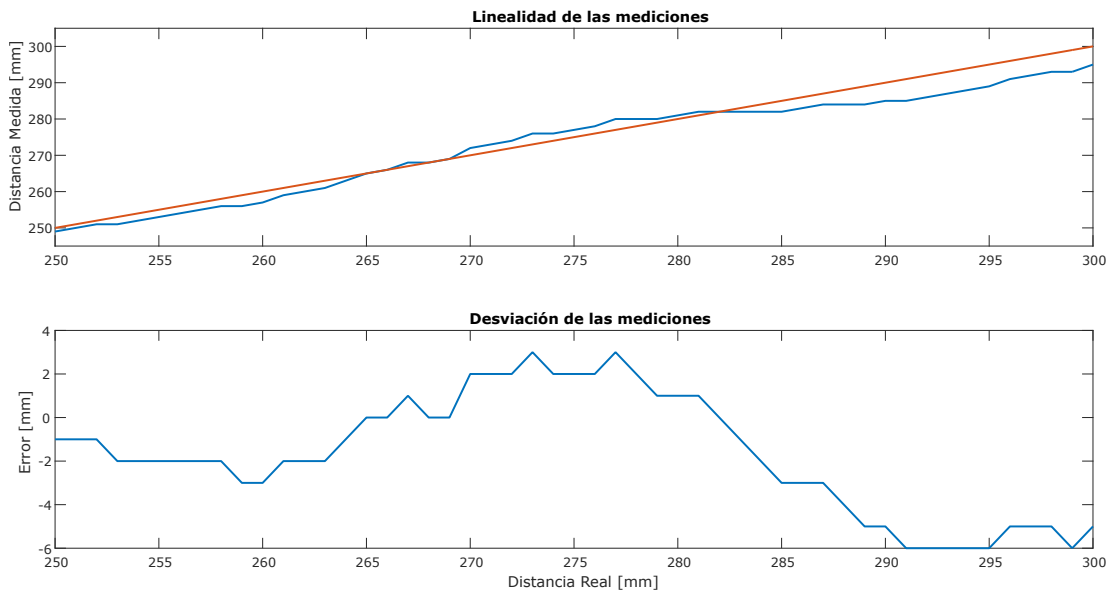


Figura 7.4: Análisis de linealidad del sistema de medición

Lo primero que se nota al analizar la curva obtenida, es que los resultados obtenidos de las mediciones realizadas oscilaban en torno a su valor real de manera periódica, un fenómeno que es aún más evidente al graficar el error de cada medición como se observa en la gráfica inferior de la Figura 7.4.

En un principio se atribuyó el origen de esta oscilación a la mala respuesta en fase del filtro IIR utilizado para la detección de envolvente de la señal, por lo que se procede a cambiarlo por un filtro FIR cuyo proceso de diseño se detalla en el Apéndice B. Si bien la aplicación del filtro FIR empeora un poco el tiempo de convergencia de los cálculos del sensor (pasando de 2 a 3 segundos) contribuye a mejorar el error de las mediciones al reducir el máximo error obtenido de 6mm a 4mm, pero no logra eliminar la oscilación de las mediciones en torno al valor real como se puede observar en la Figura 7.5.

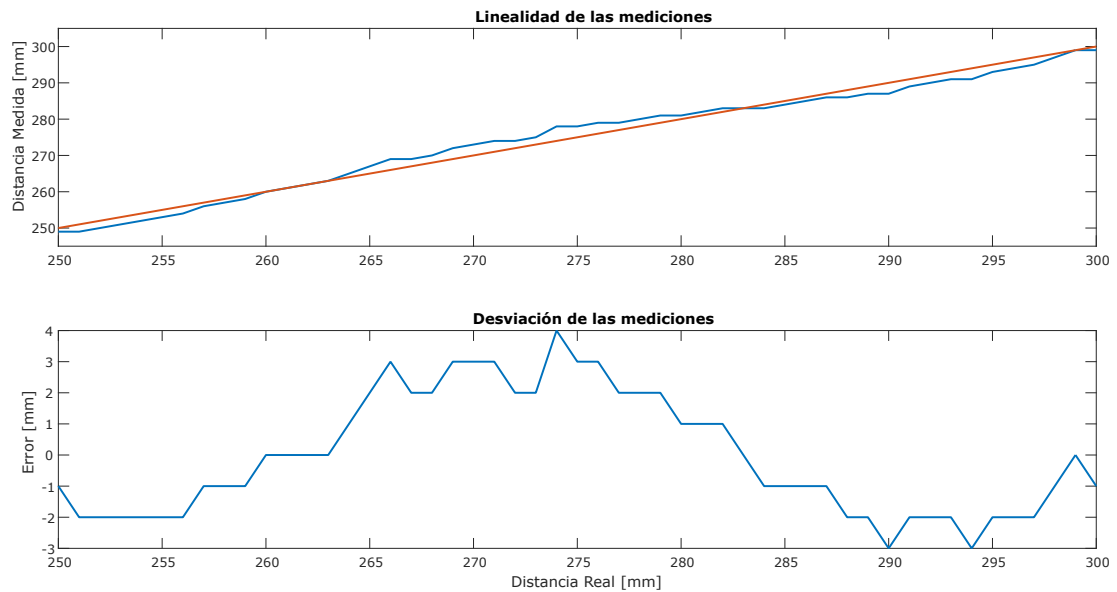


Figura 7.5: Reducción del error máximo al cambiar el filtro de detección de envolvente

Otro hecho relevante que se puede encontrar al analizar las gráficas del error de las Figuras 7.4 y 7.5 es que la posición de las crestas de la oscilación de las medidas, se mantienen prácticamente en la misma posición a pesar de haber sido medidas bajo diferentes condiciones de temperatura ($16^{\circ}C$ en el caso de las mediciones de la Figura 7.4 y $22^{\circ}C$ en el caso de la Figura 7.5) por lo que se procede a realizar una prueba de muestreo y detección de envolvente con el sensor ubicado a una distancia de $275mm$ del objetivo, debido a que en torno a ese punto es donde ocurre en promedio la máxima desviación de las mediciones.

Los resultados obtenidos pueden verse en la Figura 7.6, donde se observa que en ese punto existe una fluctuación anormal en la amplitud de las envolventes de las señales muestreadas, por lo que se deduce que la gran desviación en las mediciones en esa zona, obedece a un problema de interferencia multitrayecto de las ondas ultrasónicas que convergen en ese punto.

Otro aspecto importante que se puede notar en la Figura 7.6 es el cambio en la forma de las crestas de las envolventes de las señales muestreadas, así por ejemplo al comparar la segunda señal con la tercera se observa que ésta es más puntiaguda, lo cual representa un problema debido a que se definió un ancho específico de la cresta para realizar la interpolación parabólica detallada en la Sección 5.9.1. En dicha sección se fijó el ancho del intervalo de interpolación en $160\mu s$ debido a que fue el que mejor

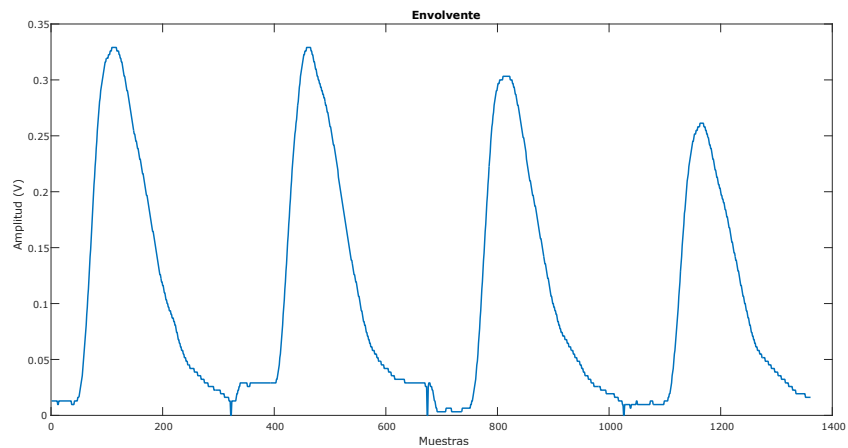


Figura 7.6: Fluctuación de la amplitud de las envolventes de las señales muestreadas a 275mm

resultado dio a la distancia a la que se calibró, no obstante se debe considerar tratar de encontrar un intervalo de interpolación que de los mejores resultados en todo el FS del sensor. En la Figura 7.7 se puede observar las gráficas de error para 3 intervalos de interpolación: de $120\mu\text{s}$, $200\mu\text{s}$ y $320\mu\text{s}$.

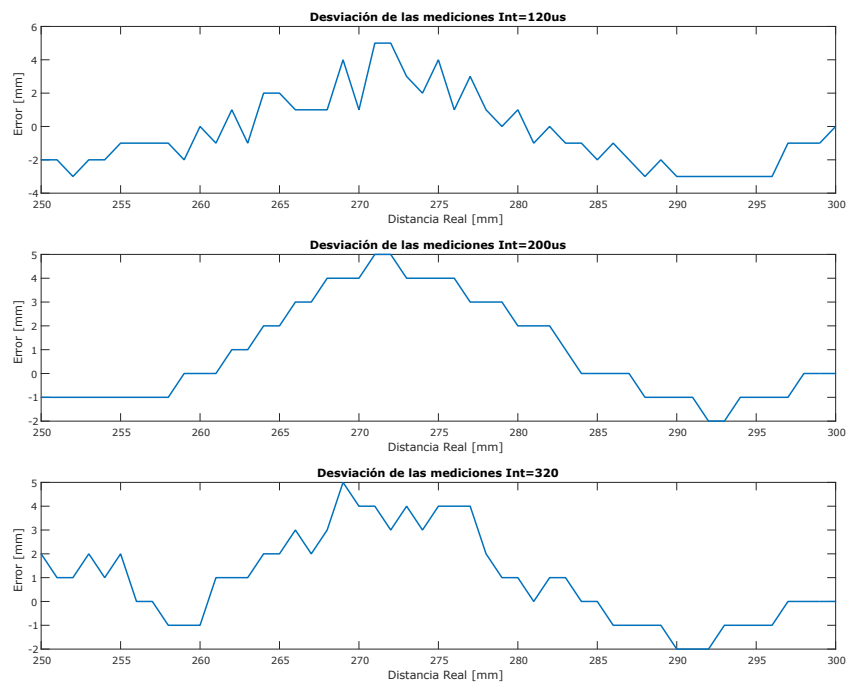


Figura 7.7: Gráficas de error en la medición para distintas longitudes del intervalo de interpolación

Si bien las gráficas de la Figura 7.7 demuestran que la variación del intervalo de interpolación no ayuda a reducir el error en las mediciones, se observa que la selección de un intervalo de interpolación de $200\mu s$ permite obtener una oscilación más estable, lo cual es aprovechado para implementar un algoritmo que permita corregir el error de las mediciones, con lo que finalmente se obtiene el resultado expuesto en la Figura 7.8.

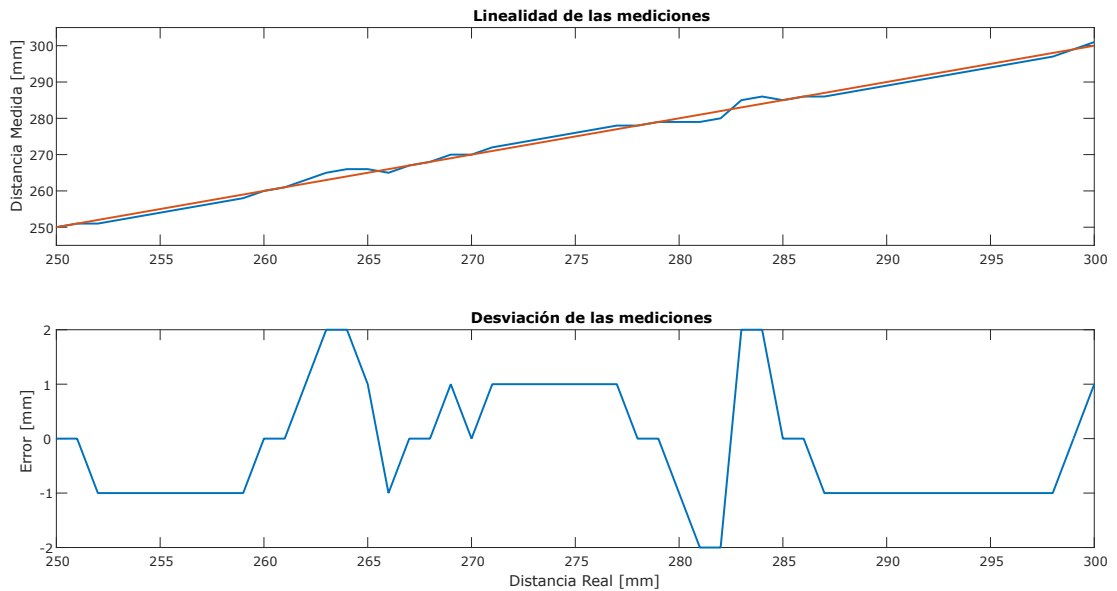


Figura 7.8: Prueba del algoritmo de corrección de error a $20^{\circ}C$

En la Figura 7.8 se puede observar que el error promedio en las mediciones tras aplicar el algoritmo de corrección es de apenas $\pm 1mm$, en tanto que el error máximo es de $\pm 2mm$, el cual, cabe señalar ocurre con menor frecuencia que en los casos anteriores. Para comprobar la validez del método desarrollado se vuelve a realizar el proceso de medición a una temperatura ambiente distinta a la anterior cuyo resultado se puede observar en la Figura 7.9.

Al finalizar las pruebas de rendimiento, junto con los últimos procesos de calibración, se puede concluir que el sistema de medición desarrollado presenta una precisión de $\pm 1mm$ y una exactitud de 0,4%.

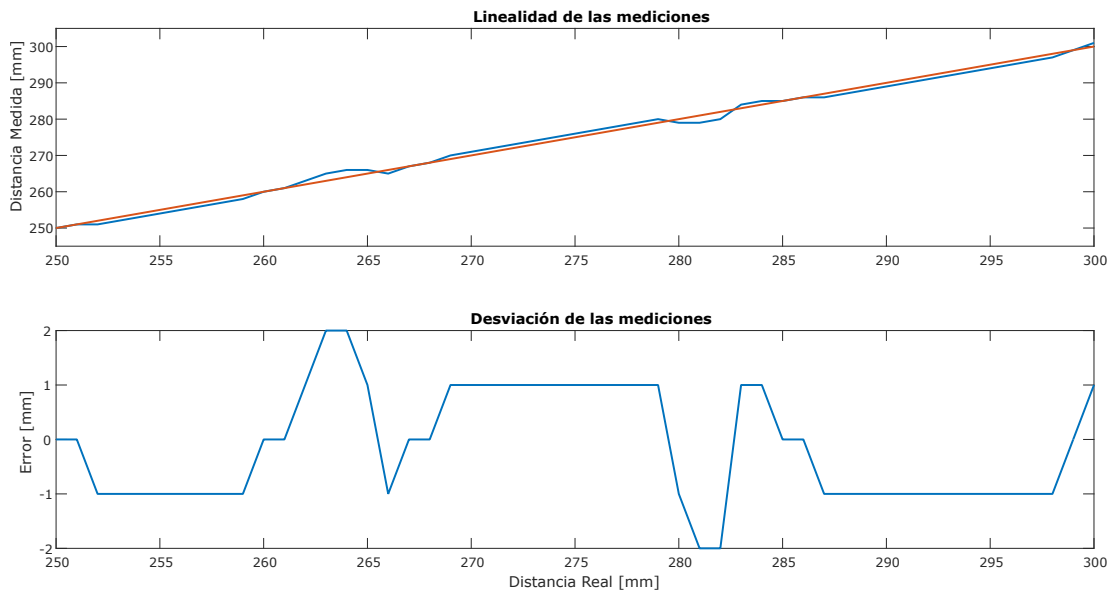


Figura 7.9: Prueba de algoritmo de corrección de error a 16°C

7.2. Análisis de la red de sensores

Para realizar el análisis de la red de sensores se debe realizar la conexión de los distintos elementos siguiendo el esquema de red propuesto en la Figura 6.7, por tratarse de una prueba de funcionamiento se interconectaron los elementos directamente entre sí, sin hacer uso de una línea de transmisión acoplada.

En la Figura 7.10 se puede observar la implementación de la red, donde la Raspberry Pi está conectada mediante cable de red a un puerto *Ethernet* del *Router* y que a su vez está conectada mediante par trenzado a la entrada del dispositivo *Hub/Splitter 1* mediante un adaptador RS485 conectado al puerto GPIO. La salida del dispositivo *Hub/Splitter 1* está conectada al sensor de nivel y a la entrada del dispositivo *Hub/Splitter 2*, cuya salida está conectada a un sensor de temperatura y humedad.

Al ejecutar el servidor Modbus TCP/IP instalado en la Raspberry Pi, este envía un mensaje de solicitud por cada dato que requiera de los sensores de nivel y temperatura/humedad conectados a la red, los cuales al identificar la validez de las solicitudes responderán con los respectivos mensajes de respuesta. Los datos que el servidor Modbus TCP/IP recolecte, los almacena en la tabla de registros de retención y los actualiza con una frecuencia previamente definida (5 segundos para este caso). Cuando todo el proceso se ejecute con normalidad, en la terminal de la Raspberry Pi se puede observar

los mensajes de confirmación que se muestran en la Figura 7.11. De esta forma se puede comprobar el correcto funcionamiento del intercambio de mensajes por medio del estándar RS485 y de los dispositivos *Hub/Splitter*.

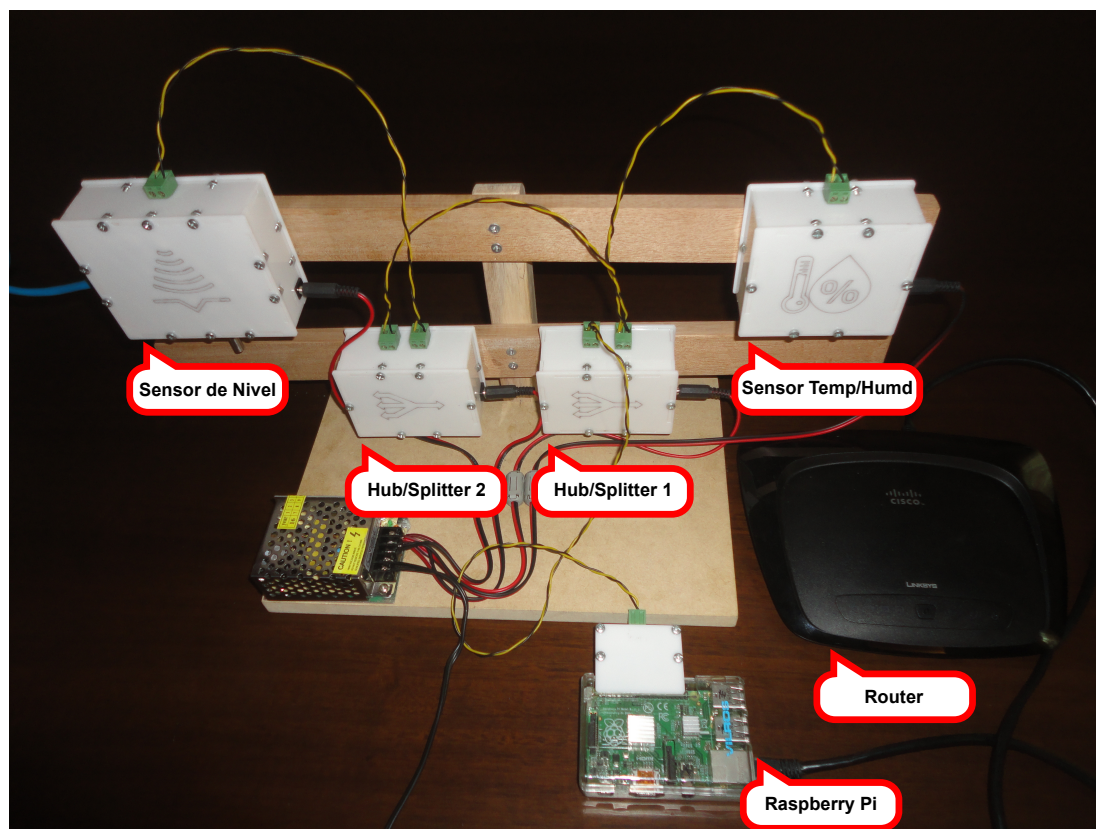


Figura 7.10: Montaje de los dispositivos de la red de sensores

Para comprobar el correcto funcionamiento de la aplicación del protocolo Modbus TCP/IP, se implementa un cliente Modbus TCP/IP en una PC, la cual es conectada al *Router* para estar en la misma red que la Raspberry Pi. Este cliente tiene la finalidad de realizar consultas a la tabla de registros de retención del servidor Modbus instalado en la Raspberry Pi a la cual identifica mediante su dirección IP, en la Figura 7.12 se puede observar la interfaz de usuario diseñada en PyQt, en donde se muestra un ejemplo de una consulta al dispositivo con identificador 1 (el cual es el identificador del sensor de nivel) y la respuesta devuelta por el servidor (los datos de longitud y temperatura almacenados en los registros 1 y 2 respectivamente) comprobando de esta manera el funcionamiento de la red Modbus TCP/IP.

```
pi@raspberrypi ~/Desktop/Tests/Modbus/V2 $ sudo python Servidor.py
INFO:pymodbus.server.async:Starting Modbus TCP Server on 192.168.0.101:5020
DEBUG:root:Actualizando datos
DEBUG:pymodbus.datastore.context:getValues[3] 1:2
DEBUG:root:Valores esclavo1: [275, 21]
DEBUG:pymodbus.datastore.context:setValues[3] 1:2
DEBUG:pymodbus.datastore.context:getValues[3] 11:2
DEBUG:root:Valores esclavo2: [21, 52]
DEBUG:pymodbus.datastore.context:setValues[3] 11:2
DEBUG:root:Actualizando datos
DEBUG:pymodbus.datastore.context:getValues[3] 1:2
DEBUG:root:Valores esclavo1: [275, 21]
DEBUG:pymodbus.datastore.context:setValues[3] 1:2
DEBUG:pymodbus.datastore.context:getValues[3] 11:2
DEBUG:root:Valores esclavo2: [21, 52]
DEBUG:pymodbus.datastore.context:setValues[3] 11:2
```

Obtiene los datos de temperatura y humedad del sensor de Temperatura/Humedad
Almacena estos datos a partir de la posición 11 de la Tabla de Registros de Retencion

Obtiene los datos de longitud y temperatura del sensor de Nivel
Almacena estos datos a partir de la posición 1 de la Tabla de Registros de Retencion

Figura 7.11: Mensajes de confirmación de lectura y almacenamiento de los datos de los sensores

Tesis Milton Munoz

Sistema de medición automática de las filtraciones de la presa de Chanlud

Ip Servidor	192.168.0.101
<input type="button" value="Conectar"/>	
Id Dispositivo	1
<input type="button" value="Consultar"/>	

Identificador de dispositivo	1
Registro 1	275
Registro 2	21

Figura 7.12: Interfaz de usuario del cliente Modbus TCP/IP

Capítulo 8

Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros

En este capítulo se detallan las distintas conclusiones que se obtienen tras concluir la elaboración de este trabajo de titulación. Posteriormente se realiza una serie de recomendaciones que pueden permitir una mejora de los resultados obtenidos, para finalmente realizar una sugerencia del rumbo que debería tomar este proyecto en el futuro.

8.1. Conclusiones

La combinación de las técnicas de detección de pico e interpolación parabólica, permiten obtener la localización del punto máximo de la señal con una desviación aproximada de tan solo $0,5\mu s$. No obstante, el ensanchado patrón de radiación de los transductores ultrasónicos utilizados, dan origen a la aparición de señales multitrayecto, cuyos traslapes no solo determinan la longitud de la zona ciega del sensor, sino que también son responsables de la incertidumbre en la ubicación del pico máximo de la envolvente. Esta incertidumbre hace necesaria la implementación de una técnica de filtrado de las lecturas del sensor, basado en la fijación del valor de la desviación estándar requerida, la cual demuestra un excelente desempeño al disminuir la variación máxima de las lecturas de $106,32\mu s$ a $5,8\mu s$ lo que a su vez permite obtener la precisión milimétrica requerida.

En lo que respecta a la red de sensores diseñada, la estructura utilizada en la trama de mensajes ayuda a mantener una comunicación fluida entre los distintos elementos conectados a la red, al identificar fácilmente el código de cada dispositivo, la función que debe realizar y los datos devueltos por cada uno de ellos. El estándar RS485 empleado para la comunicación de los dispositivos, es muy utilizado en la industria debido a que permite una comunicación fiable a gran velocidad y gran distancia con una excelente tolerancia al ruido. La impedancia de entrada de cada dispositivo conectado a la red con estándar RS485 establece el máximo número de dispositivos que se pueden conectar. La utilización de elementos con mayor impedancia de entrada permite la conexión de más elementos, sin embargo la limitante en la máxima longitud de la línea de conexión de cada dispositivo dificulta el diseño de una red bien organizada. La utilización de dispositivos *hub/splitter* combinados con la topología de red de tipo árbol, ayuda a solucionar este problema permitiendo un diseño de red muy escalable y de fácil detección de errores.

El protocolo Modbus a pesar de ser muy antiguo todavía es ampliamente utilizado en la industria, debido básicamente a la sencillez de su implementación y al innecesario pago de regalías por su uso. La implementación de un servidor con este protocolo permite concentrar la información de múltiples dispositivos en uno solo, lo cual puede ayudar a reducir los costos de implementación de una red de sensores que utilice esta tecnología.

8.2. Recomendaciones

Con el fin de mejorar el rendimiento del sistema diseñado se puede implementar el sensor de medición de nivel utilizando transductores de tipo cerrado, reduciendo de esta manera la frecuencia de las tareas de mantenimiento. Para esto se recomienda utilizar el circuito de excitación basado en transformadores de frecuencia intermedia, en lugar del circuito basado en convertidores de voltaje, debido a que introduce menos ruido en el sistema.

También es conveniente rediseñar el filtro digital de la etapa de detección de envolvente, con el fin de obtener un filtro de respuesta lineal y mejor tiempo de convergencia, de tal manera que se reduzca el tiempo de procesamiento del sensor para que pueda ser utilizado en otras aplicaciones.

Finalmente se recomienda implementar el protocolo Modbus TCP/IP mediante el

uso de *sockets* utilizando la arquitectura descrita en la Sección 2.8.4. De esta manera se puede prescindir del uso de librerías cuyo desarrollo y mantenimiento están fuera de nuestro control.

8.3. Trabajos Futuros

Como trabajo futuro se explora la posibilidad de desarrollar un sensor de distancia de largo alcance y alta precisión combinando las técnicas de detección de umbral y detección de pico. Como se sabe, la gran mayoría de sensores de distancia comerciales utilizan la técnica de detección de umbral debido a la sencillez de su implementación, sin embargo esta técnica tiene la desventaja de no poder proporcionar una alta precisión debido a las circunstancias ya descritas en la Sección 3.2.1. Por otro lado, los resultados obtenidos del sensor de nivel desarrollado en este proyecto de titulación, acreditan una muy buena precisión en la medición de la distancia al utilizar la técnica de detección de pico, sin embargo, cuenta con la desventaja de que solo puede ser utilizado en intervalos de longitudes previamente conocidos.

Con el fin de combinar las fortalezas de ambas técnicas, se esboza el sistema propuesto en la Figura 8.1 donde la medición de la distancia se produce en dos etapas. En la primera etapa el sistema detecta el punto donde ocurre la detección de umbral de la señal reflejada (Rx), para luego restarle una constante Q que indica a la siguiente etapa donde comenzar la ventana de muestreo. Esta constante Q es una constante de tiempo utilizada para garantizar que el muestreo abarque el frente de onda de la señal reflejada, por lo que un valor adecuado para esta constante puede ser el valor de la longitud total de señal reflejada.

En la segunda etapa se fija la longitud total de la ventana de muestreo en dos veces la longitud de la señal reflejada con el fin de garantizar el muestreo total de dicha señal, para posteriormente seguir con el proceso que permite hallar la posición de su pico máximo.

De esta manera el TOF de la señal puede ser calculado mediante la Ecuación 8.1, donde T_0 es el tiempo total del tren de pulsos de excitación del transductor emisor, T_1 es el tiempo transcurrido hasta la detección de umbral, Q es una constante de tiempo, T_p es el tiempo transcurrido desde el inicio del muestreo hasta la detección del pico máximo y K es una constante definida por el tipo de transductor.

$$TOF = T_0 + T_1 - Q + T_p - K \quad (8.1)$$

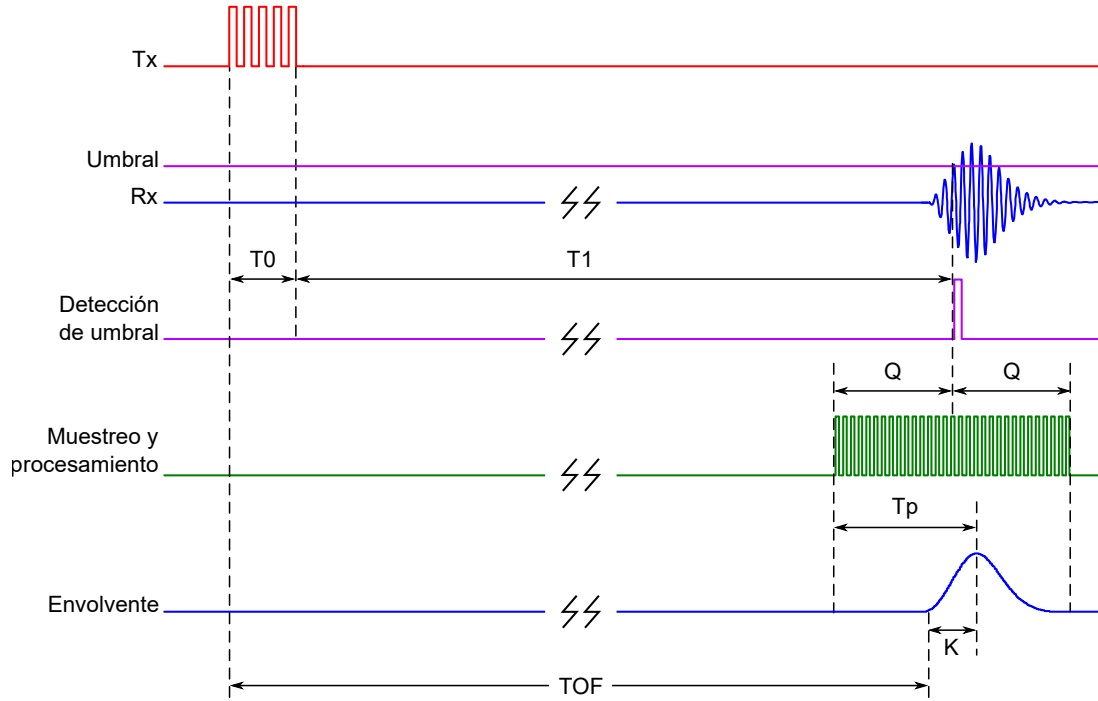


Figura 8.1: Sistema propuesto para el diseño de un sistema de medición combinando las técnicas de detección de umbral y detección de pico



Apéndices

Apéndice A

Ejemplos

A.1. Exactitud y Precisión

A menudo es más sencillo comprender la diferencia entre exactitud y precisión a través de un ejemplo: Imagine un reloj analógico como el de la Figura A.1 que indica la hora actual a través de sus manecillas sobre un dial que solo tiene los números 12, 3, 6 y 9. Aunque el reloj se encuentre correctamente sincronizado e indique la hora correcta a cada momento, resulta complicado leer los minutos y aún más leer los segundos, por lo que se puede decir que este reloj de pulsera es exacto en indicar la hora correcta pero a la vez muy impreciso.



Figura A.1: Reloj analógico [26]

Ahora bien, imagine un reloj digital como el de la Figura A.2 que en cada momento indica la hora, los minutos y los segundos, pero que se encuentra desfasado por mucho de la hora correcta, entonces es este caso se dice que este reloj digital es muy preciso en indicar el tiempo, pero muy inexacto en indicar la hora actual, aunque en este caso a diferencia del anterior, el problema de falta de exactitud puede ser removido por medio de un proceso de calibración [2].



Figura A.2: Reloj digital [27]

Apéndice B

Filtros FIR

B.1. Diseño filtro FIR paso bajo

El proceso de diseño de un filtro FIR es mucho sencillo que el de un filtro IIR puesto que utiliza estructuras definidas para cada tipo de filtro. Para el caso de un filtro FIR paso bajo la función de transferencia esta definida de la siguiente manera [49]:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{\text{Sen}(\omega_d n)}{\pi n} & n \neq 0 \\ \frac{\omega_d}{\pi} & n = 0 \end{cases} \quad \frac{-M}{2} < n < \frac{M}{2} \quad (\text{B.1})$$

Donde M es el orden del filtro y ω_d es la frecuencia de corte digital la cual se calcula en función de la frecuencia de muestreo F_s y la frecuencia de corte F_c de la siguiente manera:

$$\omega_d = \frac{2\pi F_c}{F_s} \quad (\text{B.2})$$

Como se observa en la Sección 2.6.1, los filtros FIR tienen la desventaja de que requieren un elevado numero de coeficientes para proporcionar un filtrado con un corte

mas abrupto, este numero de coeficientes también determina el orden del filtro, por lo que se decide imponer un valor de $M = 21$ para el calculo del filtro deseado.

Utilizando los mismos valores de $F_s = 200\text{KHz}$ y $F_c = 4472,13\text{Hz}$ calculados en la Sección 5.8.2 junto con la Ecuación B.1 se obtienen los siguientes coeficientes:

$$\begin{aligned}h(0) &= 0,031362147694282 \\h(1) &= 0,035367661651011 \\h(2) &= 0,039169308331645 \\h(3) &= 0,042701155687158 \\h(4) &= 0,045901237114725 \\h(5) &= 0,048712865826408 \\h(6) &= 0,051085843811956 \\h(7) &= 0,052977537174021 \\h(8) &= 0,054353792661941 \\h(9) &= 0,055189673899194 \\h(10) &= 0,055470000000000 \\h(11) &= 0,055189673899194 \\h(12) &= 0,054353792661941 \\h(13) &= 0,052977537174021 \\h(14) &= 0,051085843811956 \\h(15) &= 0,048712865826408 \\h(16) &= 0,045901237114725 \\h(17) &= 0,042701155687158 \\h(18) &= 0,039169308331645 \\h(19) &= 0,035367661651011 \\h(20) &= 0,031362147694282\end{aligned}\tag{B.3}$$

Para implementar el filtro es necesario realizar la convolución de los coeficientes de la Ecuación B.3 con los valores del vector de valor absoluto obtenidos con el algoritmo

de la Sección 5.8.1. Al realizar la reconstrucción de la señal obtenida al aplicar este filtro se obtiene la gráfica de la Figura B.1.

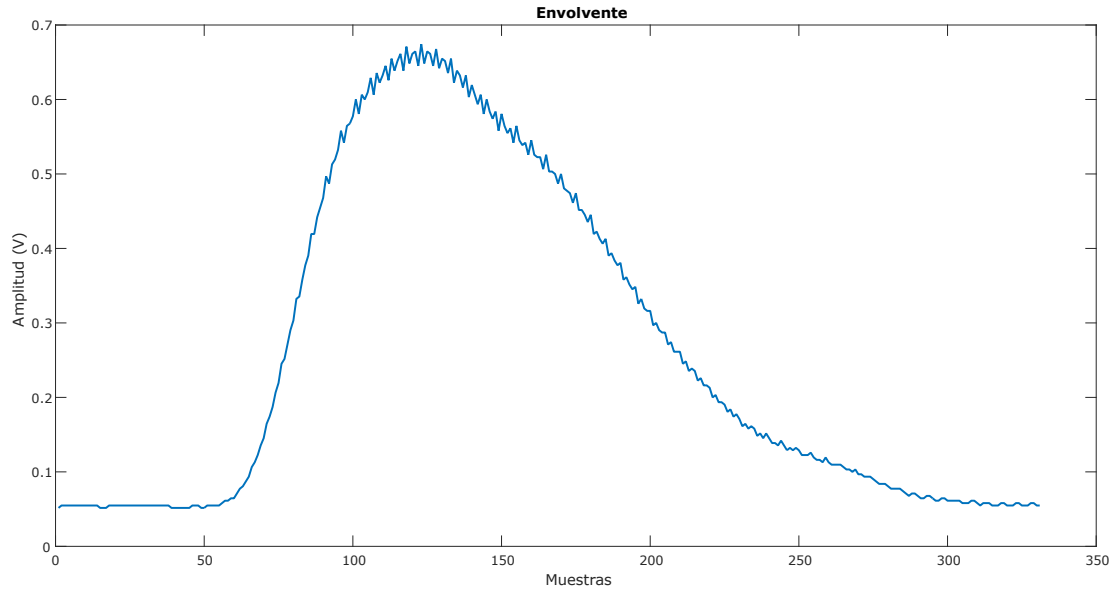


Figura B.1: Reconstrucción de la envolvente obtenida por el filtro FIR paso-bajo

En la Figura B.1 se puede observar que la envolvente de la señal no es tan alisada como la obtenida con el filtro IIR, este problema se puede solucionar mediante la aplicación de ventanas fijas, las cuales tienen la capacidad de suavizar la respuesta espectral del filtro FIR [49].

La ventana que se utiliza es la de Hamming, cuyos factores fueron calculados mediante la Ecuación B.4.

$$w(n) = \frac{1 - \cos(2\pi n/M)}{2} \quad 0 \leq n \leq M$$

Al multiplicar estos factores por los coeficientes de la Ecuación B.3 se obtuvieron los coeficientes de la Ecuación B.4.

$$\begin{aligned}h(0) &= 0 \\h(1) &= 8,655082858474001e - 04 \\h(2) &= 0,003740336116716 \\h(3) &= 0,008801023059201 \\h(4) &= 0,015858487391720 \\h(5) &= 0,024356432913204 \\h(6) &= 0,033436118860918 \\h(7) &= 0,042058476113843 \\h(8) &= 0,049163467317092 \\h(9) &= 0,053839086446614 \\h(10) &= 0,055470000000000 \\h(11) &= 0,053839086446614 \\h(12) &= 0,049163467317092 \\h(13) &= 0,042058476113843 \\h(14) &= 0,033436118860918 \\h(15) &= 0,024356432913204 \\h(16) &= 0,015858487391720 \\h(17) &= 0,008801023059201 \\h(18) &= 0,003740336116716 \\h(19) &= 8,655082858474001e - 04 \\h(20) &= 0\end{aligned}\tag{B.4}$$

En la Figura [B.2](#) se muestra la envolvente de la señal obtenida al aplicar la ventana de Hamming, donde se evidencia una gran mejoría en el alisado de la señal bastante similar al obtenido con la aplicación del filtro [IIR](#).

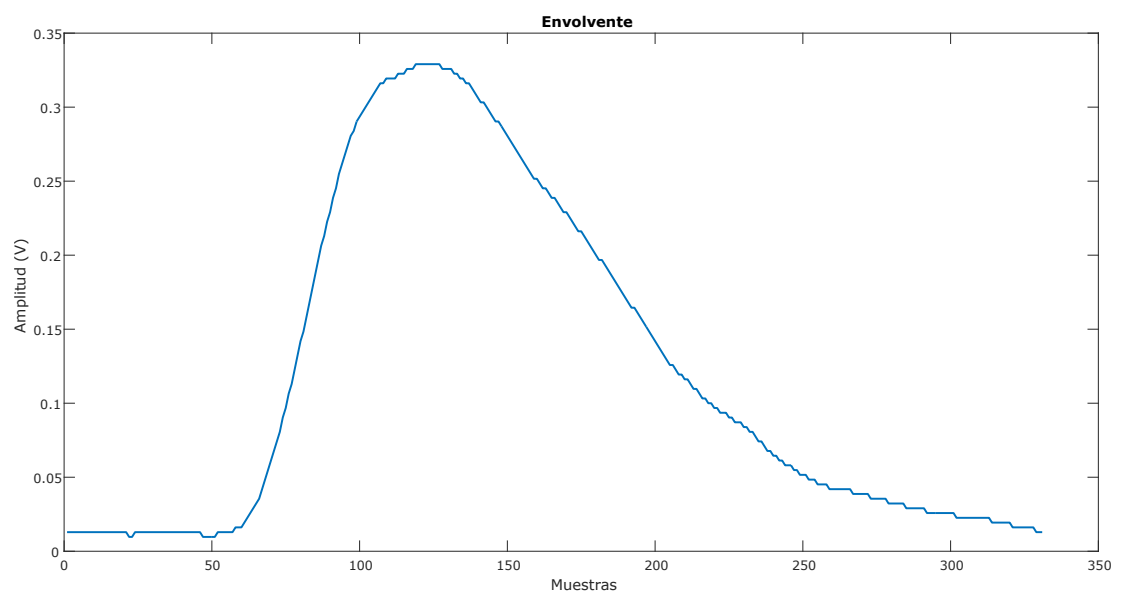


Figura B.2: Reconstrucción de la envolvente obtenida por el filtro FIR paso bajo con ventana de Hamming





Apéndice C

Servidor Modbus TCP/IP

C.1. Instalación del Servidor Modbus TCP/IP

La instalación del servidor Modbus TCP/IP en la Raspberry Pi se realiza por medio de la terminal escribiendo el siguiente comando:

```
$ pip install pymodbus
```

Adicional a esto es necesario incluir algunos paquetes extras escribiendo los siguientes comandos:

```
$ pip install cryptography
```

```
$ pip install pyasn1
```

C.2. Reservación de direcciones de datos

La reservación de direcciones de datos es realizada mediante el uso del siguiente método:

```
>> store = ModbusSlaveContext(  
    di = ModbusSequentialDataBlock(0, [0]*1),  
    co = ModbusSequentialDataBlock(0, [0]*1),
```

```
hr = ModbusSequentialDataBlock(0, [0]*3000),  
ir = ModbusSequentialDataBlock(0, [0]*1))
```

Donde la variable *di* corresponde a la tabla de entradas discretas, la variable *co* corresponde a la tabla de bobinas, la variable *hr* corresponde a la tabla de registros de retención y la variable *ir* corresponde a la tabla de registros de entrada.

C.3. Inicialización del servidor

La inicialización del servidor se realiza fácilmente mediante el uso del siguiente método:

```
>> StartTcpServer(context, address)
```

Donde el parámetro *context* establece el contexto de servidor que le permite responder con diferentes contextos de esclavos determinados por el iniciador de datos de almacenamiento [78].

```
>> context = ModbusServerContext(slaves=store, single=True)
```

El parámetro *address* establece la dirección IP del servidor así como también el puerto de red por donde se establecerá la comunicación. El protocolo Modbus TCP/IP establece que el puerto de comunicación sea el 502, el cual esta específicamente reservado para aplicaciones Modbus, sin embargo no exige su estricto cumplimiento y permite utilizar cualquier puerto disponible siempre y cuando los dispositivos clientes estén configurados de la misma manera [79].

C.4. Actualización de datos

Para almacenar datos en la tabla de Registros de Retención se necesita establecer los valores requeridos en el contexto de esclavos utilizando el método *setValues* de la clase *ModbusServerContext*:

```
>> context.setValues(table, address, values)
```

Donde el parámetro *table* es una variable que apunta a la posición de la tabla cuyos

datos se van a actualizar, la cual es igual a 3 si se considera la posición de la variable *hr* en el método *ModbusSlaveContext* utilizado para la iniciación del almacenamiento de datos. El parámetro *address* en cambio, es una variable que apunta a la dirección de dato desde donde se debe empezar a almacenar los valores obtenidos. El valor de esta variable estará establecido por el identificador de esclavo que se desea consultar mediante la siguiente relación:

$$address = (IdEsclavo * 10) - 10$$

De esta manera se garantiza que cada esclavo tenga reservado 10 direcciones de datos de la tabla para almacenar el contenido de sus registros.

El parámetro *values* es vector instanciado del objeto *context*, el cual utiliza el método *getValues* para obtener los datos que se van a establecer en la tabla:

```
>> values = context.getValues(table, address, count=10)
```

Donde los parámetros *table* y *addres* son los mismos utilizados por el método *setValues*, en tanto que el parámetro *count* es una variable que indica el número de direcciones de la tabla que se van a actualizar en cada llamada al método. Una vez realizada esta instanciación es posible obtener los valores de la tabla de la siguiente manera:

```
>> values[i] = valor
```

Donde *i* es el subíndice del vector *values* (el cual debe estar en el intervalo de 0 a 9) y la variable *valor* es el dato obtenido a partir de la lectura de un registro específico de un esclavo. Para realizar esta lectura se implementó una función que permite enviar una trama de petición a los esclavos de la red de sensores a través del puerto [UART](#) del GPIO de la Raspberry Pi, para luego recuperar los datos que responde el esclavo específico. Los parámetros de esta función son el Identificador de esclavo y el registro específico que se desea leer, por lo que esta función tiene que ser invocada una vez por cada registro que se desee leer.



Apéndice D

Esquemas y planos

D.1. Esquemas de los circuitos electrónicos

D.1.1. Esquemas de las fuentes de alimentación

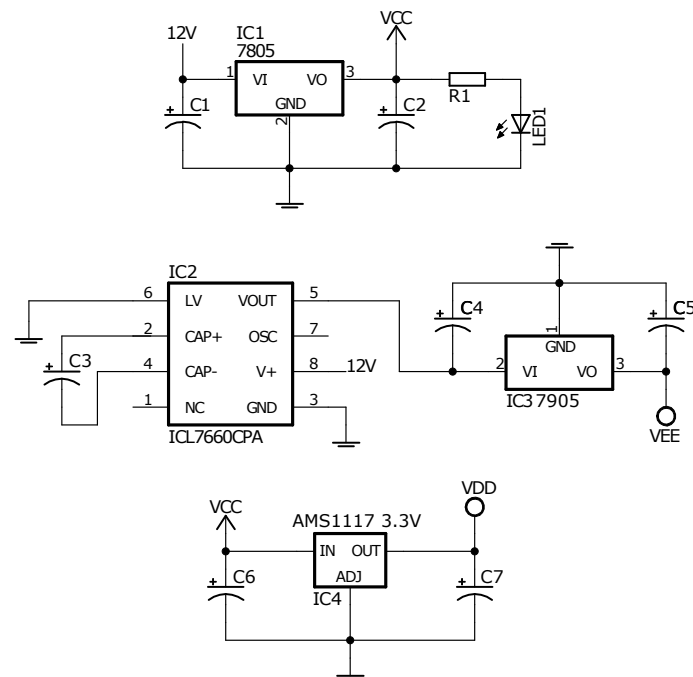


Figura D.1: Fuentes de alimentación de +5V, -5V y 3.3V

D.1.2. Esquema del sensor de nivel ultrasónico

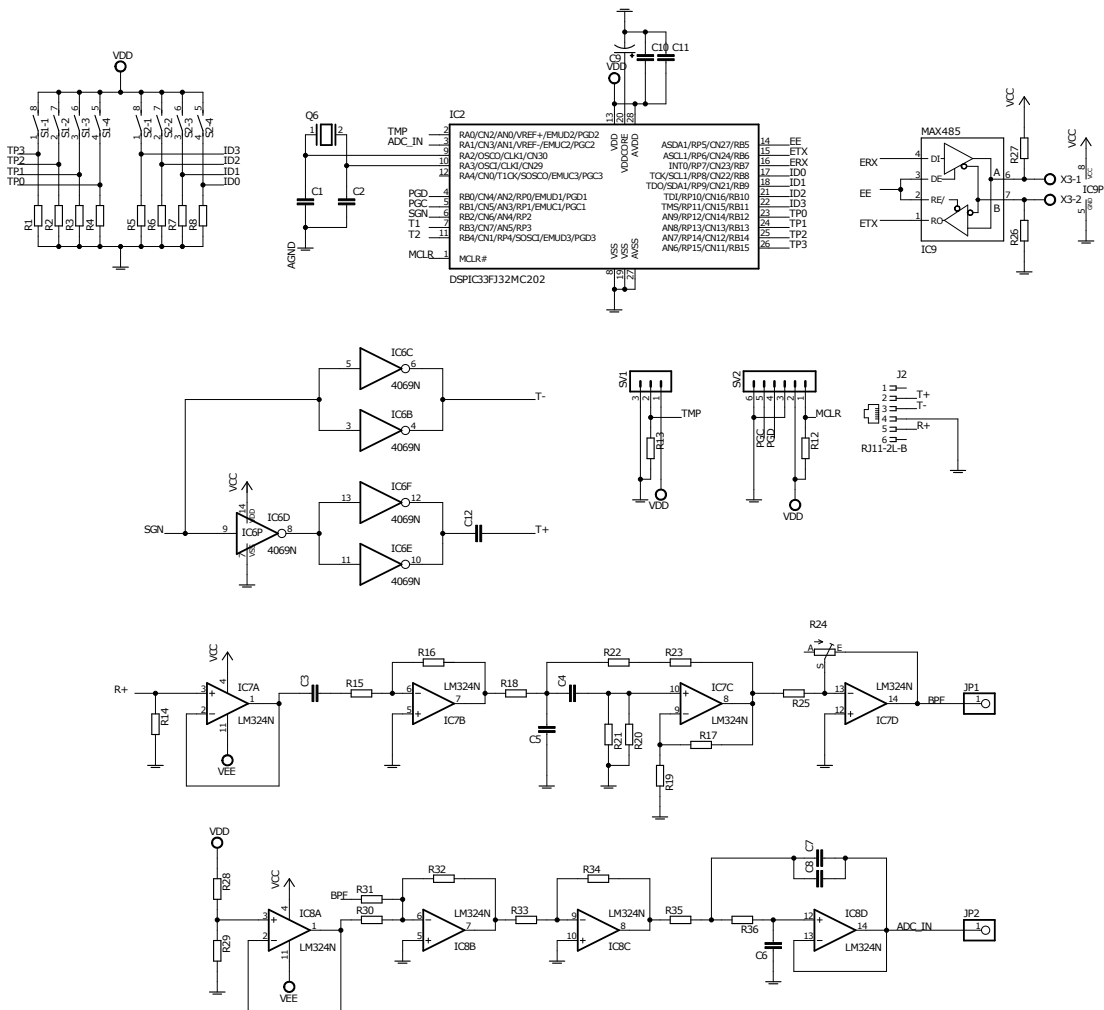


Figura D.2: Sensor de nivel ultrasónico

D.1.3. Esquema del dispositivo hub/splitter

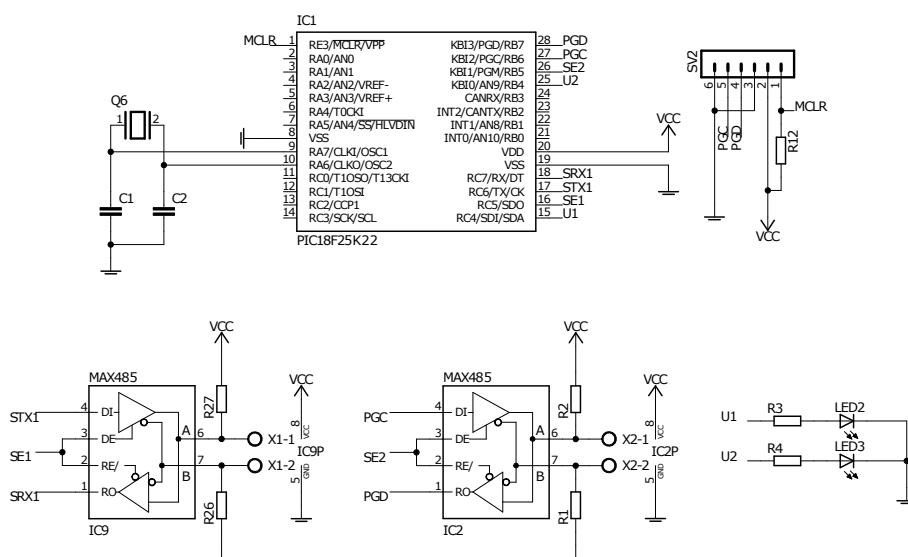


Figura D.3: Dispositivo hub/splitter

D.1.4. Esquema del sensor de temperatura/humedad

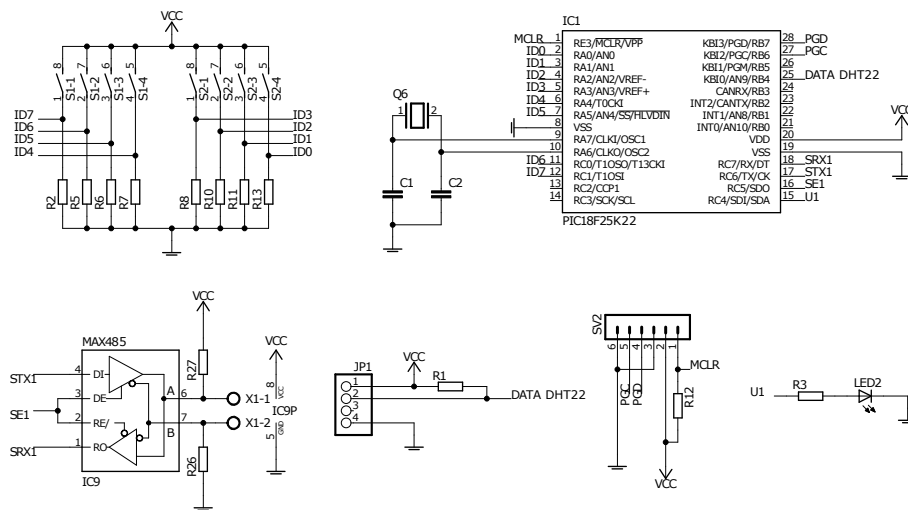


Figura D.4: Sensor de temperatura/humedad

D.2. PCBs

D.2.1. PCB del sensor de nivel ultrasónico

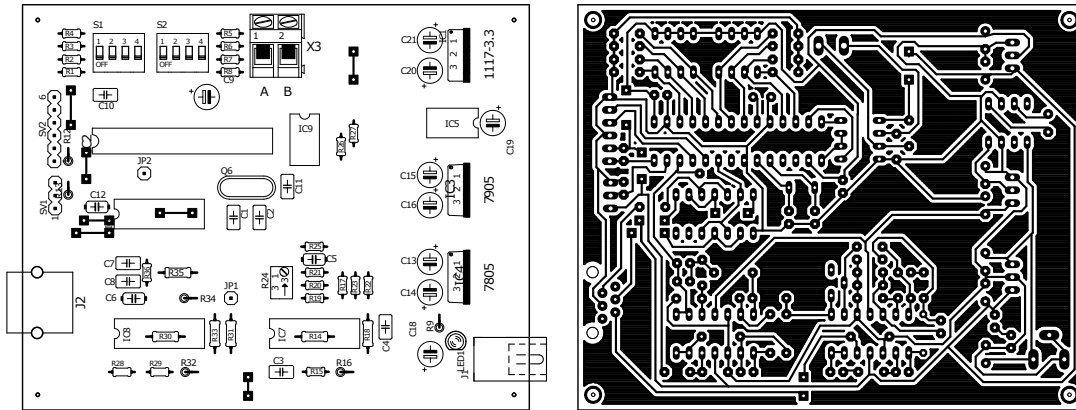


Figura D.5: Vista superior e inferior del PCB del sensor de nivel ultrasónico

D.2.2. PCB del dispositivo hub/splitter

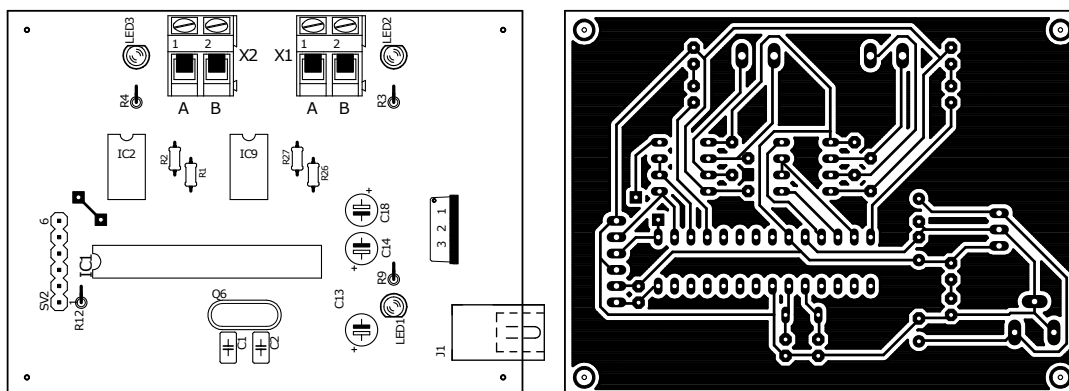


Figura D.6: Vista superior e inferior del PCB del dispositivo hub/splitter

D.2.3. PCB del sensor de temperatura/humedad

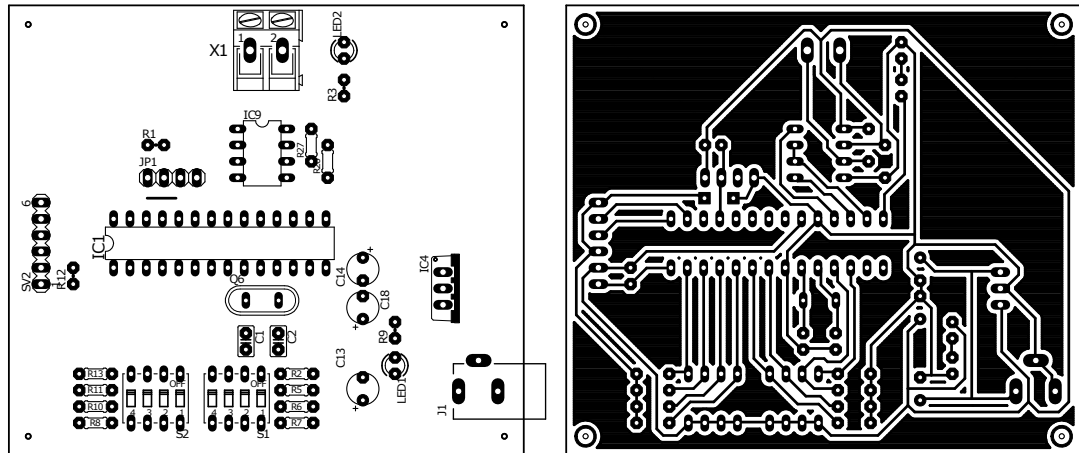
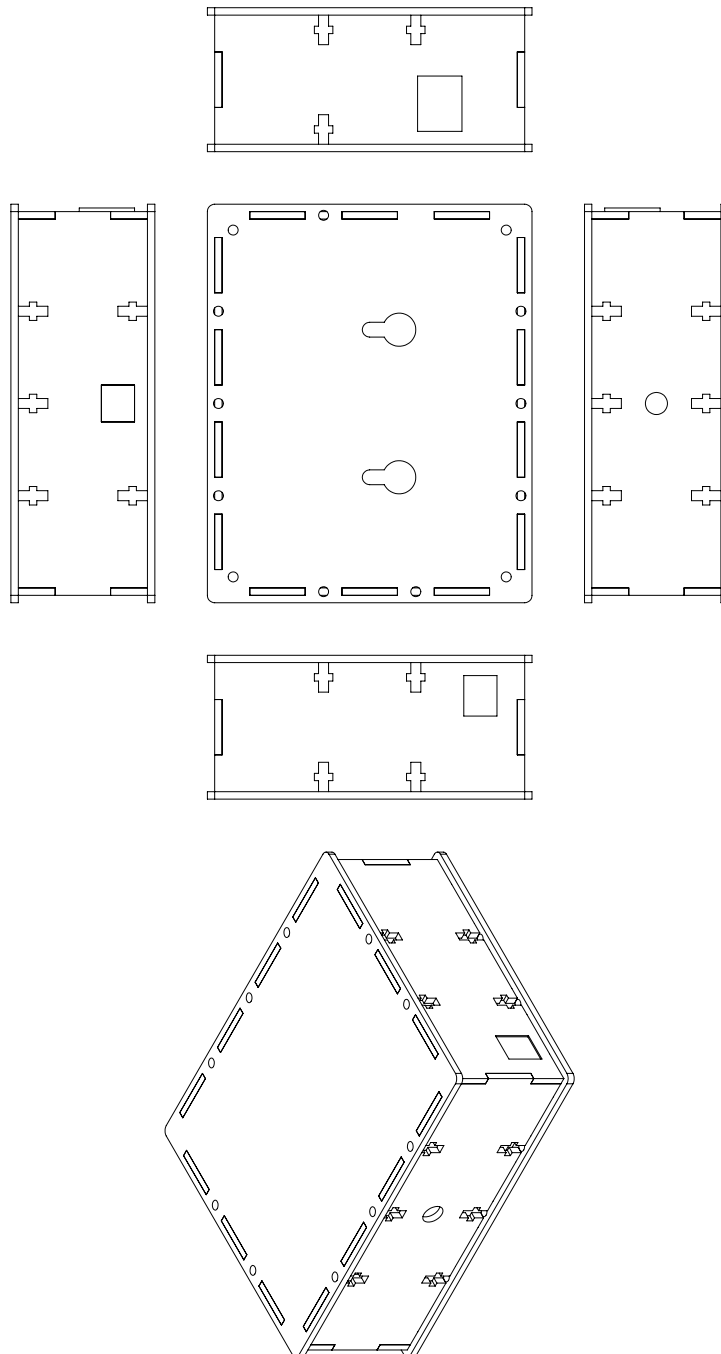


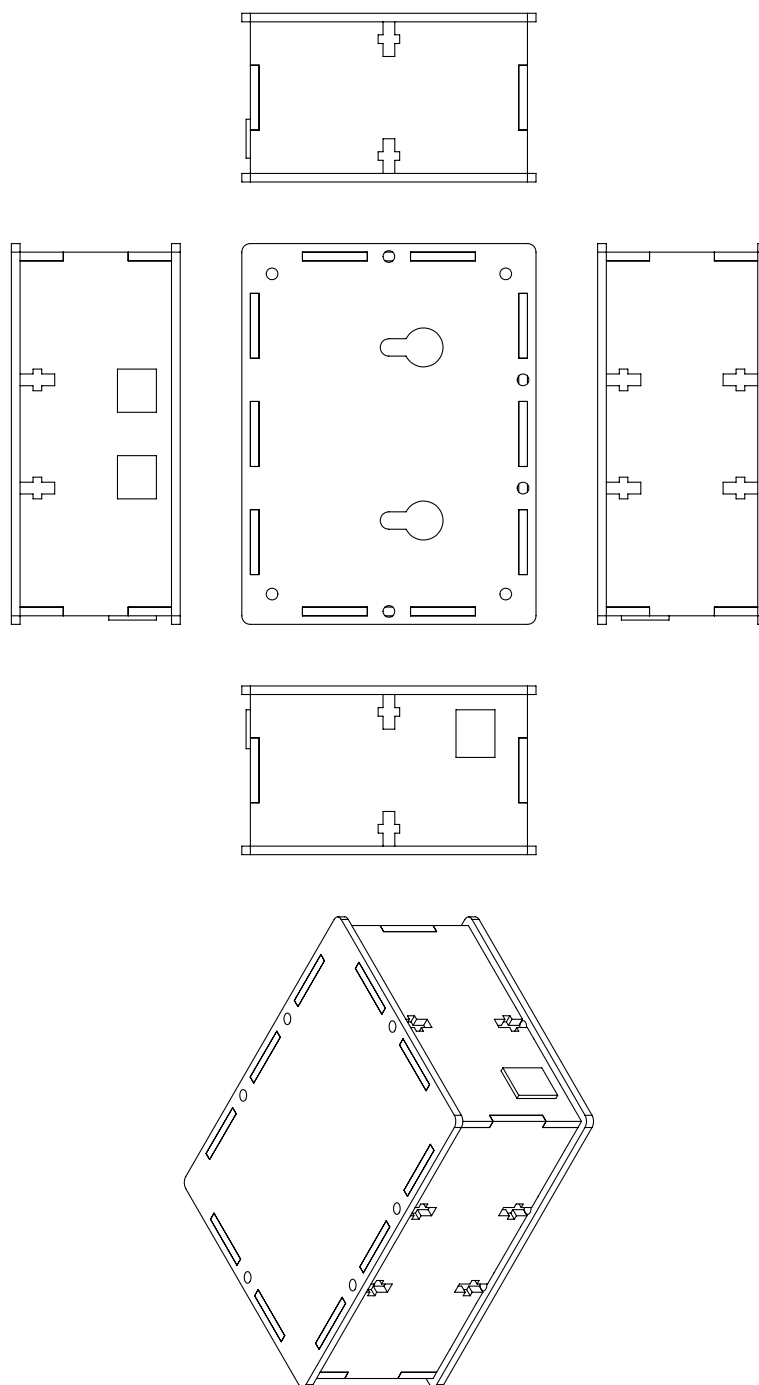
Figura D.7: Vista superior e inferior del PCB del sensor de temperatura/humedad

D.3. Planos de las carcasas

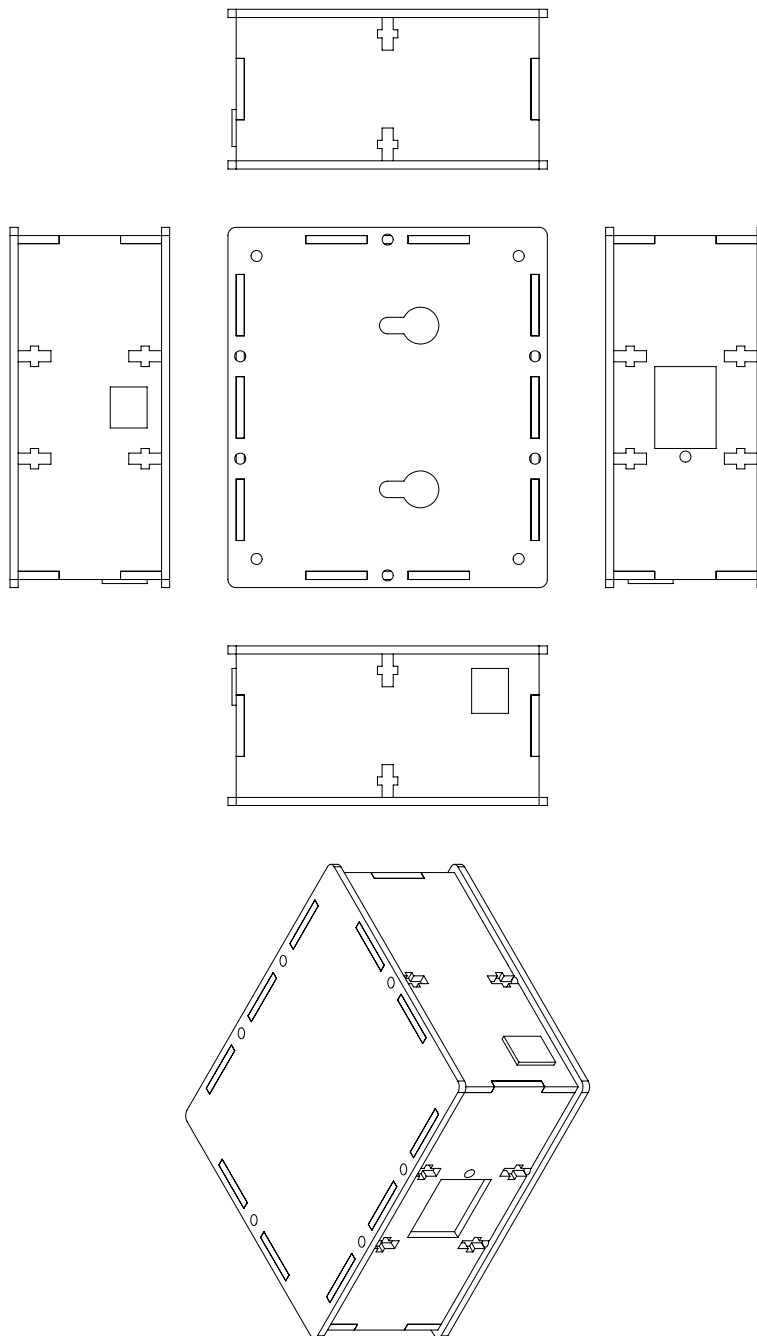
D.3.1. Carcasa para el sensor de nivel ultrasónico



D.3.2. Carcasa para el dispositivo hub/splitter



D.3.3. Carcasa para el sensor de temperatura/humedad





Bibliografía

- [1] “Precisión y exactitud,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: https://es.wikipedia.org/wiki/Precisi3n_y_exactitud
- [2] A. Morris y R. Langari, *Measurement and Instrumentation Theory and Application*. Elsevier, 2012.
- [3] M. du d3veloppement durable de l’environnement et des parcs du Qu3bec, “Booklet 7: Flow measurement methods in open channels,” 2007.
- [4] Emerson, *The Engineer’s Guide to Level Measurement*, Emerson process management, 2013.
- [5] D. Ensminger y L. J. Bond, *Ultrasonics Fundamentals, Technologies, and Applications*. Taylor & Francis Group, 2012.
- [6] D. A. Bohn, *Environmental Effects on the Speed of Sound*, Rane Corporation, WA 98275 USA, Abril 1988.
- [7] W. Kester, *The Data Conversion Handbook*. Elsevier, 2005.
- [8] “Raspberry pi,” Octubre 2017. [En l3nea]. Disponible: https://es.wikipedia.org/wiki/Raspberry_Pi
- [9] Acromag, *Introduction to Modbus Tcp/Ip, Technical Reference - Modbus TCP/IP*, Acromag, Wixom, MI 48393-7037 U.S.A., 2005.
- [10] M. Organization, *Modbus Application Protocol Specification V1.1b3*, Modbus Organization. [En l3nea]. Disponible: modbus.org
- [11] TexasInstruments, *TDC1000 Ultrasonic Sensing Analog Front End (AFE) for Level Sensing, Flow Sensing, Concentration Sensing, and Proximity Sensing Applications*, Texas Instruments, Octubre 2014.



- [12] J. F. R. Herrera y V. G. Ruiz, “Teoría de señales,” Octubre 2014. [En línea]. Disponible: <https://w3.ual.es/~vruiiz/Docencia/Apuntes/Signals/Theory/index.html>
- [13] Waitrony, *Ultrasonic transducer TR40-16 Datasheet*, Waitrony.
- [14] V. A. Barkhatov, “Normalizing ultrasonic pulses in time-delay and distance measuring systems,” 2009.
- [15] Y. P. Huang, J. S. Wang, K. N. Huang, C. T. Ho, J. D. Huang, y M. S. Younga, “Envelope pulsed ultrasonic distance measurement system based upon amplitude modulation and phase modulation,” Department of Electrical Engineering, National Cheng-Kung University. Tainan, 701 Taiwan, Republic of China: American Institute of Physics, Junio 2007, p. 8.
- [16] H. Zhang, YuWang, X. Zhang, D. Wang, y B. Jin, “Design and performance analysis of an intrinsically safe ultrasonic ranging sensor,” *MDPI Sensors*, p. 17, Junio 2016.
- [17] W. P. Lai y W. Y. Chung, “Designing an ultrasonic ranging front-end integrated circuit architecture for dual-mode operation with ringing effect reduction,” Department of Electronic Engineering, Chung Yuan Christian University. 200 Chung Pei Road, Chung Li District, Taoyuan City 32023, Taiwan: Journal of the Chinese Institute of Engineers, Octubre 2013, p. 10.
- [18] R. Lyons, “Digital envelope detection: The good, the bad, and the ugly,” *DSP Related*, p. 8, Abril 2016. [En línea]. Disponible: <https://www.dsprelated.com/showarticle/938.php>
- [19] K. Curtis, “How to use an ultrasonic device for range detection,” Septiembre 2016. [En línea]. Disponible: <http://www.dataweek.co.za/55447n>
- [20] “Pro-wave ultrasonic transducers,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.prowave.com.tw/english/item/ut.htm>
- [21] “Devantech srf235 "pencil beam" ultrasonic range finder,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.robotshop.com/en/devantech-srf235-pencil-beam-range.html#UsefulLinks>
- [22] Murata, *Ultrasonic Sensor Application Manual*, Murata Manufacturing.



- [23] B. C. Baker, *Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems*, Microchip Technology Inc, 1999.
- [24] Maxim, *Guidelines for Proper Wiring of an RS-485 (TIA/EIA-485-A) Network*, Maxim Integrated, Noviembre 2001.
- [25] —, *Explanation of Maxim RS-485 Features*, Maxim Integrated, Diciembre 2000.
- [26] “Classic wall clock,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://www.hurnandhurn.com/karlsson-station-classic-steel-polished-37-5cm-wall-clock-p1622>
- [27] “Digital calendar clock,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://www.walmart.com/ip/Digital-Atomic-Calendar-Clock-with-Indoor-Temperature/42286869>
- [28] “Modbus frequently asked questions,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.simplymodbus.ca/FAQ.htm>
- [29] M. Muñoz, “Software del proyecto de titulación,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: https://github.com/Rodrig087/Tesis_SensorUltrasonico
- [30] A. S. Morris, *Measurement and Instrumentation Principles*. Butterworth-Heinemann, 2001.
- [31] J. J. González, “Características de los instrumentos electrónicos de medida.”
- [32] G. Adkins, “Flow measurement devices,” Utah Division of Water Rights, Tech. Rep., 2006.
- [33] E. Sutherl y T. Taylor, “Weirs,” Noviembre 2014.
- [34] M. P. E. R. C. Roberts, “Broad-crested and sharp-crested weirs.”
- [35] O. O. Cárdenas, *Transductores para procesos industriales*, 2010.
- [36] Y. S. Huang, Y. P. Huang, K. N. Huang, y M. S. Young, “An accurate air temperature measurement system based on an envelope pulsed ultrasonic time-of-flight technique.” Tainan, Taiwan, Republic of China: Department of Electrical Engineering, National Cheng-Kung University, Noviembre 2007.
- [37] Microchip, *Analog-to-Digital Converter (ADC)*, Microchip Technology Inc, 2001.



- [38] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing, 1999.
- [39] E. G. Gutiérrez, "Introducción al filtrado digital." Departamento de Sonología Escuela Superior de Musica de Catalunya, 2009.
- [40] C. Ortmeier, "Then and now a brief history of single board computers," *Electronic Design Uncovered*, num. 06, p. 11, Diciembre 2014.
- [41] I. Wright, "Choose the right single board computer for your application," Enero 2016. [En línea]. Disponible: <http://www.engineering.com/BIM/ArticleID/11284/Choose-the-Right-Single-Board-Computer-for-Your-Application.aspx>
- [42] "Modbus messaging implementation guide," Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.Modbus-IDA.org>.
- [43] "Modbus technical resources," Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.modbus.org>
- [44] S. Kocis, *Ultrasonic Measurements and Technologies*. Chapman & Hall, 1996.
- [45] C.-C. Tong, J. F. Figueroa, y E. Barbieri, "A method for short or long range time-of-flight measurements using phase-detection with an analog circuit," *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 50, num. 5, p. 6, Octubre 2001.
- [46] M. Verle, *Microcontroladores PIC – Programación en C con ejemplos*. MikroElektronika, Enero 2009. [En línea]. Disponible: <https://learn.mikroe.com/ebooks/microcontroladorespic/>
- [47] "mikroc pro for pic," Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://shop.mikroe.com/mikroc-pic>
- [48] "Mikroelektronika," Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://en.wikipedia.org/wiki/Mikroelektronika>
- [49] J. R. C. Mendoza, *Diseño y simulación de sistemas microcontrolados en lenguaje C*, 2011.
- [50] "Mikroc pro for dspic/pic24," Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://shop.mikroe.com/compiler/mikroc/dspic-electronic-license>



- [51] “Proteus design suite,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: https://es.wikipedia.org/wiki/Proteus_Design_Suite
- [52] “Proteus design suite pagina oficial,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://www.labcenter.com>
- [53] D. Redfern y C. Campbell, *The Matlab 5 Handbook*. Springer, 1998.
- [54] V. K. Ingle y J. G. Proakis, *Digital Signal Processing Using MATLAB*. Cengage Learning, 2012.
- [55] TexasInstruments, *TL712 Differential Comparator*, Texas Instruments Incorporated, Agosto 2003.
- [56] MaxBotix, *HRLV-MaxSonar- EZ Series High Resolution, Precision, Low Voltage Ultrasonic Range Finder MB1003, MB1013, MB1023, MB1033, MB1043*, MaxBotix Inc.
- [57] W. Pajewski y M. Szalewski, “Ultrasonic transducers radiating into the air in the frequency range 50-250 khz.” Institute of Fundamental Technological Research Polish Academy of Sciences, 1992.
- [58] Waitrony, *T/R40-16 Ultrasonic Transducer*, Waitrony.
- [59] L.Svilainis, V. Dumbrava, y G. Motiejunas, “Ultrasonic generator-transducer combined performance enhancement.” Kaunas, Lithuania: Signal processing department Kaunas University of Technology, 2005.
- [60] S. Yanbin, L. Hong, y H. Xue, “Design and simulation of the ultrasonic rangefinder based on microcontroller.” Changchun, China: Aviation University of Air Force, 2009.
- [61] “Application note – ultrasonic ceramic transducers selection and use of ultrasonic ceramic transducers,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.senscomp.com>
- [62] “What is a coupling condensador?” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.learningaboutelectronics.com/Articles/What-is-a-coupling-capacitor>
- [63] I. Poole, “Op amp input impedance.” [En línea]. Disponible: http://www.radio-electronics.com/info/circuits/opamp_basics/operational-amplifier-input-impedance.php



- [64] Z. Hongfu y F. Qin, “Design of an ultrasonic range finder with dsp msp430 embedded system.” Guangzhou, China: School of Mechanical and Automobile Engineering, South China University of Technology, 2015.
- [65] E. Rogers, “Build your own ultrasonic rangefinder.” [En línea]. Disponible: http://majolsurf.net/wordpress/?page_id=829
- [66] D. Lancaster, *Active Filter Cookbook*, H. W. S. . C. Inc, Ed., Indianapolis EEUU, 1975.
- [67] Microchip, *PIC16F882/883/884/886/887 Data Sheet, 28/40/44-Pin, Enhanced Flash-Based 8-Bit CMOS Microcontrollers with nano Watt Technology*, Microchip.
- [68] —, *PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet 28/40/44-Pin, High-Performance, Enhanced Flash, USB Microcontrollers with nano Watt Technology*, Microchip.
- [69] —, *dsPIC33FJ32MC202/204 and dsPIC33FJ16MC304 Data Sheet High-Performance, 16-bit Digital Signal Controllers*, Microchip.
- [70] C. Medina, J. C. Segura, y A. D. la Torre, “Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy.” Granada, España: University of Granada, Marzo 2013.
- [71] “Ni vision 2011 concepts help,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372916L-01/nivisionconcepts/edge_detection_concepts/
- [72] J. O. Smith y X. Serra, “Peak detection,” Diciembre 2005. [En línea]. Disponible: https://ccrma.stanford.edu/~jos/parshl/Peak_Detection_Steps_3.html
- [73] “Velocidad del sonido,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: https://es.wikipedia.org/wiki/Velocidad_del_sonido
- [74] Maxim, *How Far and How Fast Can You Go with RS-485?*, Maxim Integrated, Julio 2006.
- [75] M. Rouse, “Tree network,” Septiembre 2005. [En línea]. Disponible: <http://searchnetworking.techtarget.com/definition/tree-network>
- [76] “Raspberry pi model b+ 512mb ram,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://www.adafruit.com/product/1914>



- [77] “Pymodbus: A full modbus protocol written in python,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <https://github.com/riptideio/pymodbus>
- [78] G. Collins, *Pymodbus Documentation Release 1.0*, Marzo 2017.
- [79] “Modbus application protocol specification,” Octubre 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.modbus.org>